L. 1800

SUPPLEMENTO A cq ELETTRONICA N. 10

sped. in abb. post. g. III

• integrati, che passione! • gli zener • Ni-Cad •
• quasi tutto... sui led • gli induttori • le "CV" •

SUPPLEMENTO cq ELETTRONICA

sommario

indice degli inserzionisti di questo numero

EDITORE s.n.c. edizioni CD
DIRETTORE RESPONSABILE Giorgio Totti
REDAZIONE - AMMINISTRAZIONE
ABBONAMENTI - PUBBLICITÀ
40121 Bologna-via C. Boldrini, 22-(051) 552706-551202
Registrazione Tribunale di Bologna, n. 3330 del 4-3-1968

STAMPA: Tipo-Lito Lame - Bologna - via Zanardi, 506/B
Spedizione in abbonamento postale - gruppo III
Pubblicità inferiore al 70%
DISTRIBUZIONE PER L'ITALIA
SODIP - 20125 Milano - via Zuretti, 25 - ☎ 6967
00197 Roma - via Serpieri, 11/5 - ☎ 87 49 37
DISTRIBUZIONE PER L'ESTERO
Messaggerie Internazionali - via Gonzaga, 4 - Milano
Cambio indirizzo L. 1.000 in francobolli
Manoscritti, disegni, fotografie,
anche se non pubblicati, non si restituiscono

ABBONAMENTO Italia a 12 mesi L. 21.000 (nuovi)
L. 20.000 (rinnovi)
ARRETRATI L. 1.800 cadauno
Raccoglitori per annate L. 6.500 (abbonati L. 6.000).

TUTTI I PREZZI INDICATI comprendono tutte le voci di spesa (imballi, spedizioni, ecc.) quindi null'altro è dovuto all'Editore.

SI PUÒ PAGARE inviando assegni personali e circolari, vaglia postali, o a mezzo conto corrente postale 343400, o versare gli importi direttamente presso la nostra Sede. Per piccoli importi si possono inviare anche francobolli da L. 100.

A TUTTI gli abbonati, nuovi e rinnovi, sconto di L. 500 su tutti i volumi delle edizioni CD.

ABBONAMENTI ESTERO L. 25.000
Mandat de Poste International
Postanweisung für das Ausland
payable à / *zahlbar an*

edizioni CD
40121 Bologna
via Boldrini, 22
Italia

integrati che passione

I4KOZ, Maurizio Mazzotti

Salve, pare che io sia nuovo sulle pagine di XÉLECTRON, beh, ci deve pur essere una prima volta per tutto, no?
Oggi, ragazzi, mi voglio sbizzarrire, ve ne farò vedere di tutti i colori, il tutto a uso e consumo di pierini ed esperti, lo so che è difficile conciliare gli interessi di tutti, ma sono convinto, data la molteplicità dei soggetti trattati in questa mia prima comparsa, che almeno una di queste cosucce sarà senz'altro di vostro gradimento.
Entro subito in azione con un circuito integrato d'eccezione! **SO 42 P** (non è una sigla per dire che so quarantadue parolacce, ne so molte di più), l'esse o quarantadue pi è un circuito integrato che con poche zampette fa un sacco di cose.

Il « package » può essere sia un 14 pins dual-in-line sia un 10 pins simile al TO 100.
Tale integrato rappresenta una delle soluzioni più sintetiche per ottenere un convertitore di frequenza.
Il bello di questo versatilissimo componente è che lo si può utilizzare fino a circa 200 MHz e senza alcuna preamplificazione lo si può eccitare con appena 3 microvolt! Il che non è poco!
La strada, o meglio le strade, per arrivare alla bassa ferquenza sono diverse e dipendono esclusivamente dall'uso al quale destineremo il nostro SO 42 P.
Ben inteso, se può arrivare a 200 MHz non è detto che più in basso di frequenza non debba lavorare, anzi, se la cava benissimo anche in onde corte e in banda CB, però qui ci sono dei problemi diversi, per cui sia l'ingresso che l'uscita dovranno avere caratteristiche di selettività e di reiezione di frequenza immagine adeguate alla frequenza da ricevere. Se usato in seconda conversione, tre condensatori e un quarzo, oltre alle induttanze d'ingresso e di uscita, s'intende, sono gli unici componenti richiesti per il funzionamento di questo mini-convertitore, in tal maniera il nostro SO 42 P diventa l'ideale per esperimenti rapidi in quanto i componenti esterni su cui giostrare per ottenere l'optimum sono veramente ridotti a un numero irrisorio.
La notiziola per la cronaca dei pignoli: non è ben certo se la sigla di questo integrato sia SO 42 P oppure S 042 P, io l'ho trovata scritta in tutte e due le maniere, inoltre se in contenitore 10 pins l'ultima lettera non è P bensì E.

Come potete osservare dagli schemi di principio, tale integrato può essere pilotato anche da oscillatore esterno oltre che da interno variabile e interno a quarzo e per aumentarne la trasconduttanza si possono mandare a massa i piedini 12 e 10 attraverso due resistenze da 200 Ω (resistenze di emitter).
Tali resistenze rappresentano comunque il caso limite, non è bene scendere al di sotto di tali valori a meno che i due terminali 10 e 12 non siano connessi in cortocircuito fra loro, in questo caso si può usare un'unica resistenza da 100 Ω (l'equivalente di 2 × 200 in parallelo), tutto dipende dal cablaggio del circuito.

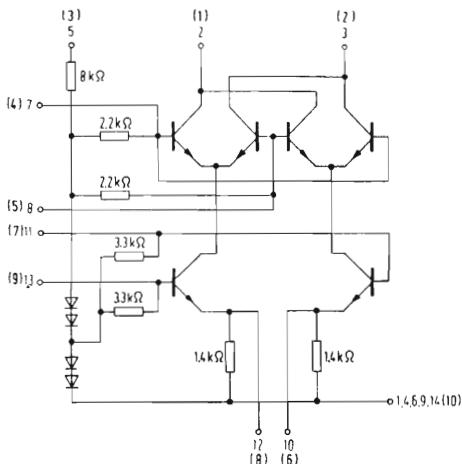
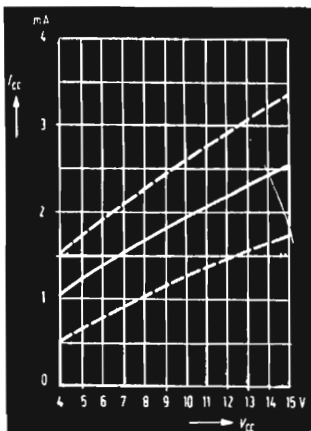
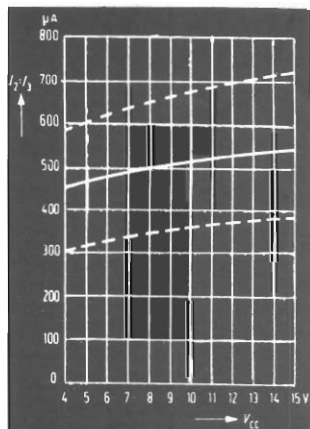
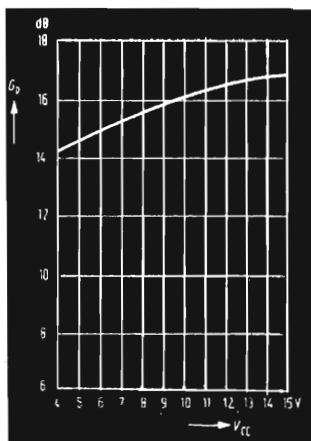



Diagramma circuitale SO 42 P, SO 42 E.
Le connessioni fra parentesi sono riferite al tipo SO 42 E.

Come potete osservare dal diagramma circuitale, lo SO 42 P è un integrato abbastanza semplice per un totale di soli sei componenti attivi tutti accoppiati in continua, come vogliono le buone regole degli integrati, le polarizzazioni interne alle basi sono ibride, del tipo resistenze/diodi così da avere un'elevata stabilità di corrente sulle basi anche in funzione a diversi valori di alimentazione che comunque è bene non si scostino troppo dal valore massimo fissato dalla Casa costruttrice in ragione di 15 V_{cc} anche perché il guadagno è strettamente legato alla tensione di alimentazione e raggiunge un massimo pressoché stazionario fra i 12 e i 15 V_{cc} (vedi diagrammi a pagina seguente).

La versatilità di questo integrato è davvero interessante, esso infatti può funzionare anche come amplificatore differenziale dalla corrente continua fino a oltre 100 MHz con correnti piuttosto elevate e l'amplificazione può essere variata a piacere pilotando con tensione più o meno positiva gli ingressi 11 e 13, all'occhio dell'esperto non sfuggirà la possibilità di utilizzare questo componente anche come rivelatore a prodotto o come mixer bilanciato ogni qualvolta si sia costretti per cause di forza maggiore a dover lavorare con valori di frequenza intermedia superiori ai tradizionali 10,7 MHz, ottimo quindi nei ricevitori di tipo « direct conversion ».

Consumo di corrente totale
in funzione della tensione di alimentazione.

Tensione in uscita
in funzione della tensione di alimentazione.

Guadagno in potenza
in funzione della tensione di alimentazione.

La fantasia dello sperimentatore poi ne deciderà anche le prestazioni meno convenzionali e tuttavia possibili, come dicevo, il pregio di questo integrato è quello di lavorare a frequenze elevate e se vogliamo anche con correnti piuttosto alte, se si aumenta la corrente totale, con l'accorgimento delle resistenze da 200 Ω sopra accennate, lo si può far lavorare come convertitore ad alto livello in stadi che già dispongono di una certa potenza, per esempio potrei citare un sistema di ponti a RF in banda FM o in banda due metri in NBFM senza dover ricorrere al passaggio di frequenza intermedia per poi dover riconvertire nuovamente.

Altra cosa degna di rilievo è il fatto che con le configurazioni circuitali suggerite dalla casa, lo SO 42 P non « carica » le induttanze cosicché è possibile, durante gli esperimenti, usare il grid-dip-meter per verificarne la risonanza a freddo. Sotto tensione invece, a meno che non si usino le resistenze da 200 Ω già citate, la corrente di eccitazione dei circuiti risonanti dell'oscillatore locale è così lieve da non essere registrata neppure da un grid-dip anche se molto sensibile e la cosa può trarre in inganno sul corretto funzionamento dell'integrato; lo cito semplicemente perché proprio a me, mentre mi cimentavo nei primi approcci, è capitato di prendere granchi colossali a tale proposito.
In ogni caso, se ne parlo con tanto entusiasmo è perché personalmente ho avuto molte soddisfazioni.

Caratteristiche elettriche SO 42 P / SO 42 E (a 12 V_{cc} e a 25 °C)

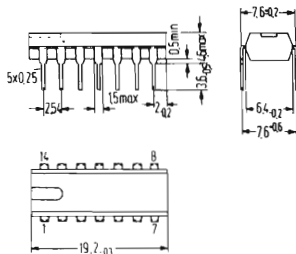
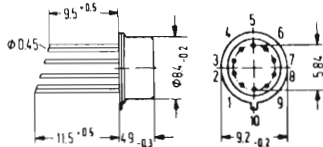
		min	typ	max	
consumo totale di corrente	$I_{cc} = I_2 + I_3 + I_5$	1,4	2,15	2,9	mA
corrente in uscita	$I_2 = I_3$	0,36	0,52	0,68	mA
differenza di corrente in uscita	$I_3 - I_2$	— 60		+ 60	mA
corrente	I_5	0,7	1,1	1,6	mA
guadagno in potenza (f$_i$ = 100 MHz, f$_{osc}$ = 110,7 MHz)	G_p	14	16,5		dB
tensione di rottura ($I_{2,3}$ = 10 mA, $V_{7,8}$ = 0 V)	V_2 V_3	25			V
capacità in uscita	C_{2-m} C_{3-m}		6		pF
cifra di rumore	F		7		dB
transconduttanza di conversione	$S = \frac{I_2}{V_7 - V_8} = \frac{I_3}{V_7 - V_8}$		5		mS

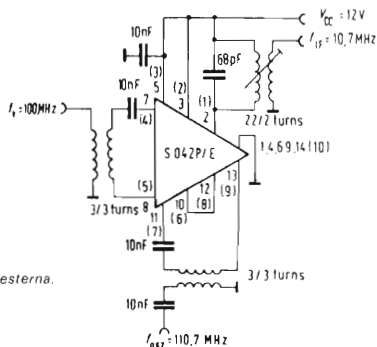
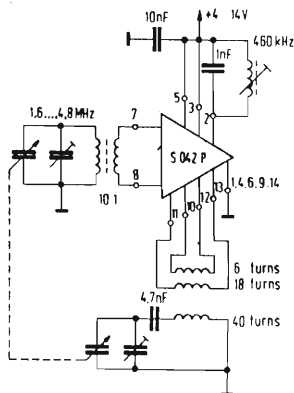
valori massimi assoluti

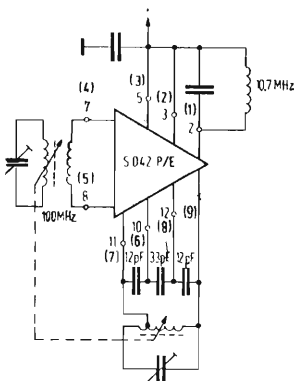
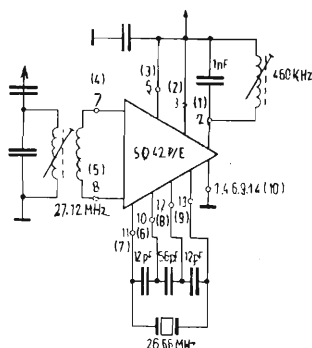
tensione di alimentazione	V_{cc}	15	V
temperatura di magazzinaggio	T_s	da — 40 a + 125	°C
temperatura di giunzione	T_j	150	°C
resistenza al calore SO 42 P	R_{tsa}	110	K/W
(dissipazione termica) SO 42 E	R_{tsa}	190	K/W

ARCO OPERATIVO

tensione di alimentazione	V_{cc}	da 4 a 15	V
temperatura ambiente di lavoro	T_{amb}	da — 15 a + 70	°C

S 042 P

S 042 E

Connessioni e dimensioni in mm.

Dopo tante parole passiamo alla pratica con qualche circuito esplicativo. Fra i piedini 7 e 8 e fra i piedini 11 e 13 si può rendere necessaria una schermatura della filatura d'accoppiamento e un condensatore da 10 a 50 pF può essere connesso fra i piedini 7 e 8 allo scopo di prevenire autooscillazioni in banda VHF.

Circuito tipico con oscillatore locale a iniezione esterna.

Miscelatore per onde corte con oscillatore locale interno.

Amplificatore differenziale con neutralizzazione adattato a limitatore, per frequenze superiori ai 50 MHz e ad alte correnti sopra i 100 MHz.

Miscelatore tipico a 100 MHz con media frequenza a 10,7 MHz e circuito di sintonia induttivo.

Miscelatore tipico in banda CB con oscillatore interno a cristallo (per cristalli overtone si rende necessaria una adeguata induttanza fra i piedini 10 e 12 per ottenere la corretta frequenza di lavoro con esclusione della prima armonica).

Questo è quanto sono riuscito a trovare in merito allo SO 42 P/E: spero di aver fatto un discreto lavoro di traduzione (i dati originali sono in inglese, la regina Elisabetta mi perdoni se li ho volutamente adattati al nostro linguaggio!).
Nella speranza di non essermi scostato troppo dall'originale, auguro a voi tutti buon divertimento con lo SO 42 P.

Ni-Cad a metà prezzo

esperienze, disavventure e buone notizie

I5CLC, Carlo Luigi Ciapetti

A primavera ci rivedemmo; il « portatile da caffè » FT207R aveva passato una estate di fuoco per il bollore estivo e per i continui QSO e un autunno glorioso fra poste ai cinghiali, cacce sui laghi e nei paduli della zona. L'inverno invece aveva avuto poche occasioni di lavorare anche se aveva viaggiato un bel po' in mezzo al rasoio elettrico e ai calzini durante tutti i viaggi di lavoro.
Ma ora faceva di nuovo un bel calduccio e i boschi erano di un bel verde tenero; i ponti frullavano di nuovo e tanti amici, finito il letargo invernale, si rifacevano vivi, di nuovo petulanti e litigiosi, da località dai nomi improponibili e dai QRA Locators più fantasiosi...

Anche io avevo cercato di rifarmi vivo dal QTH vero, non quello di lavoro; la notte era serena, gli amici si eran dati convegno sul R 6 del Secchieta, un break veloce, due saluti, poi le loro voci « *dov'è finito il CLC? non si sente più, dev'essere andato a dormire!* ».
A dormire, sì, con tutta la rabbia che avevo in corpo perché il trespolo si era rifiutato di seguitare ad andare in trasmissione mentre in ricezione mi portava queste velenose affermazioni!
Andai a letto, comunque, dopo aver messo in carica al suo miglior regime (C = 0,1 pari a 45 mA/h) lo FT207R.
La notte fu tranquilla e la mattinata trascorse fra caffè e intrallazzi vari aspettando le fatidiche 14 ore di carica: scadevano dopo pranzo e proprio per quell'ora avevo uno sked con Mario, I5ROD, per fare delle prove su un'antenna delle decametriche.
All'ora fissata qualche chiamata, i soliti convenevoli, le istruzioni preliminari per i test e poi il solito « *CLC, dove sei sparito? stai facendo la pennichella?* ».
Altro che pennichella, per poco mi andava tutto di traverso.
Provo la tensione della Ni-Cad: 8 V e spiccioli.
Non mi restava che rimetterla in carica e vedere che cosa era il guaio; a notte fonda, dopo la ricaricata, potei testare la batteria con il circuito di figura 1.

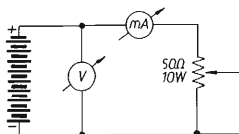
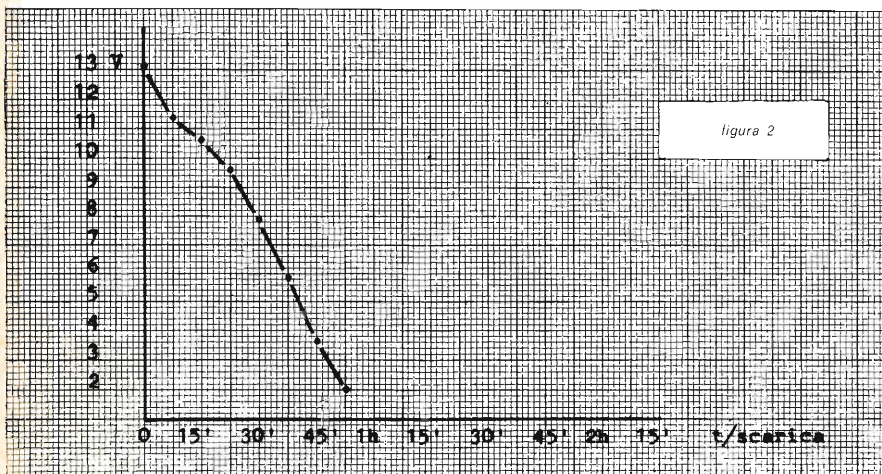



figura 1

A una scarica pari a 225 mA/h (C = 0,5) costanti (o quasi, visto che la costanza era data dal sottoscritto che girava, quando necessario, il reostato) mi venne fuori l'inaspettata curva di figura 2.

figura 2

E mi sovvenni dell'effetto memoria: quasi sempre la batteria si era scaricata avendo dimenticato inserito il dispositivo di conservazione delle frequenze memorizzate dello FT207R (circa 7 mA/h) e quindi, con ogni probabilità, la batteria si era « abituata » a scaricarsi lentamente e a bassa corrente.
Ricordando quanto avevo letto (e scritto!), misi in atto una procedura — come vedremo estremamente pericolosa — consistente nello scaricare a C = 0,5 la batteria fino a quasi zero e poi ricaricarla a C = 0,5 o C = 1.
Da un primo tentativo ottenni un risultato già incoraggiante, riportato in figura 3: si cominciava a rivedere un andamento più regolare della curva di scarica della batteria.
Ripetuto il tutto, l'effetto memoria era scomparso e la curva era ridiventata regolare come da figura 4.
Se fossi stato meno curioso sarebbe andato tutto bene, forse.
Ma ormai mi ero messo in testa di fare uno scaricatore per poter caricare più velocemente la batteria, avendo così un riferimento fisso di tensione di partenza per il controllo a tempo.
Traviato questa volta dalle cattive letture (una delle più note riviste italiane di elettronica, in un suo recente articolo su un trespolo apparentemente interessante dice: « *scaricatela totalmente fino a zero volt...* ») volli proseguire su questa strada e dopo alcune prove di scarica a zero volt e ricarica a fattori C elevati ma per i tempi corretti, mi trovai con orrore a contemplare la curva di figura 5.
Era molto probabile che qualcosa non andasse nei singoli elementi della batteria e quindi, dopo aver con molta cautela aperta la BP9, la rimisi in carica a un fattore prudenziale di C = 0,1.

Il comportamento in scarica, alle solite condizioni, fu lo stesso di prima ma, al momento del flesso « A » della curva, tolto il carico volli vedere che succedeva, elemento per elemento. Tutto OK. Ma volli anche vedere che succedeva sotto carico e ne venne fuori il risultato di figura 6.

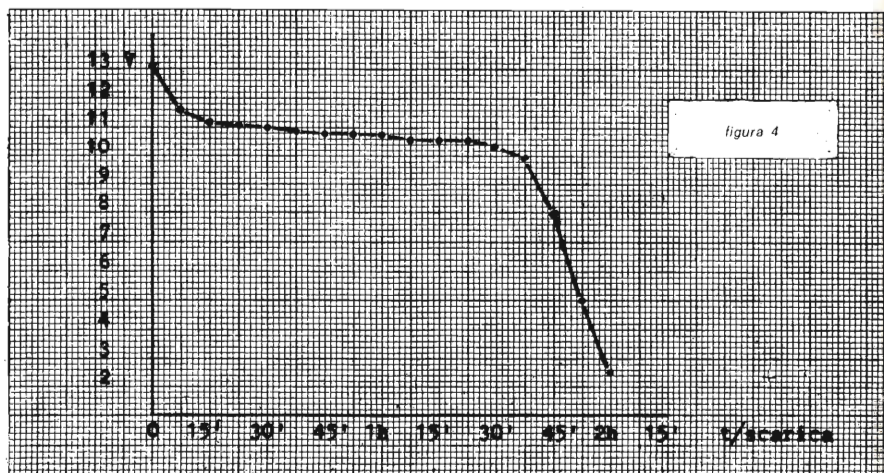
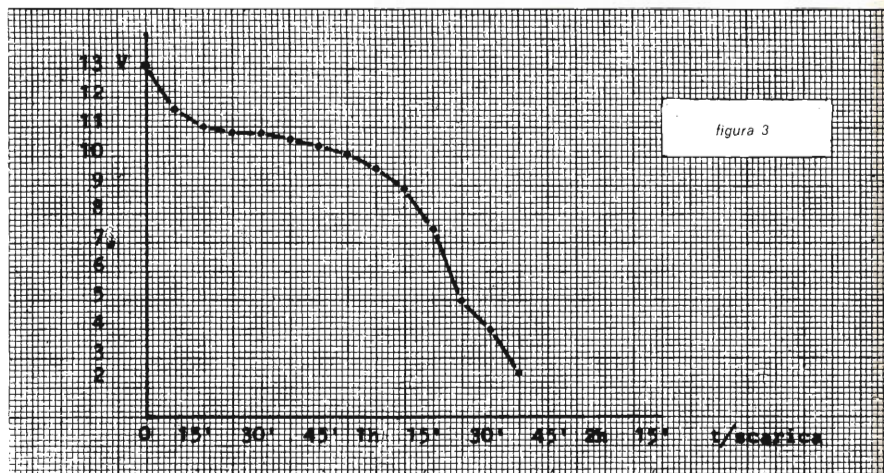
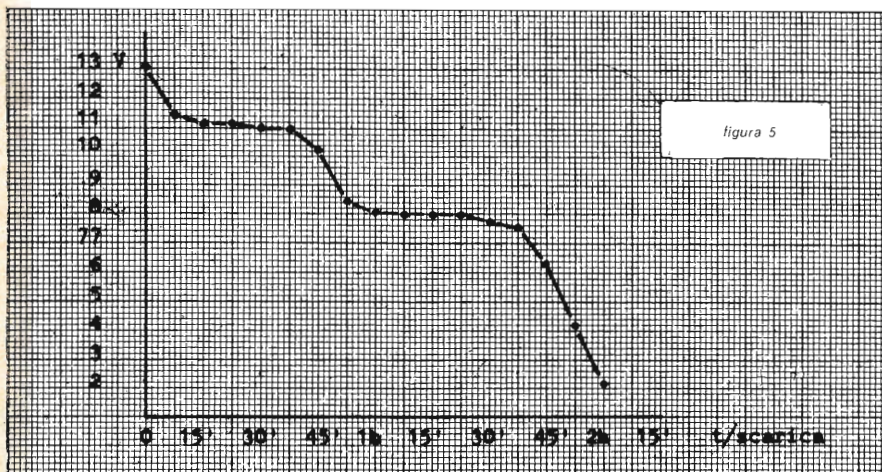



figura 3

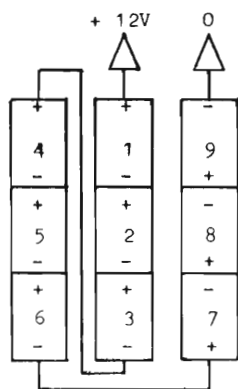



figura 4

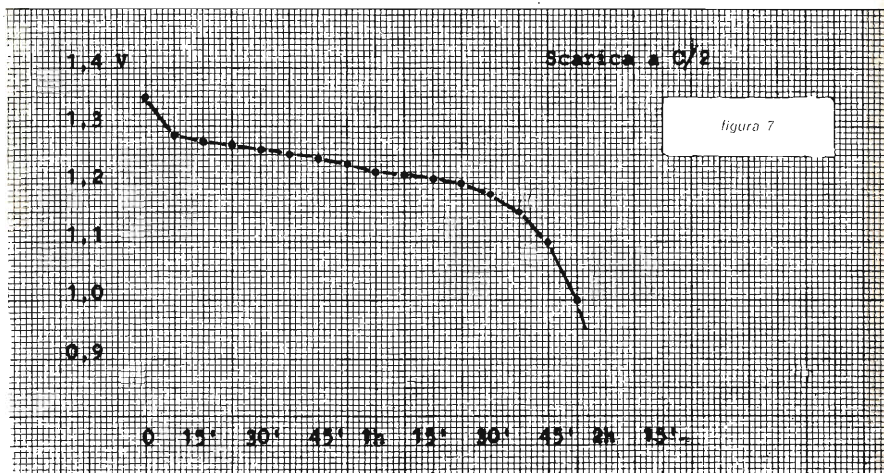
figura 5

ELEMENTI	V A VUOTO	V SOTTO SCARICA
1	+ 1,18	+ 1,16
2	+ 1,19	+ 1,16
3	+ 1,18	- 0,20
4	+ 1,21	+ 1,17
5	+ 1,20	- 0,10
6	+ 1,18	+ 1,16
7	+ 1,20	+ 1,17
8	+ 1,19	+ 1,16
9	+ 1,20	+ 1,17
	+ 10,73	+ 7,85

figura 6

Ecco l'arcano: due elementi si erano deteriorati e invertivano la polarità. Spesso si dimentica che una batteria di pile al Ni-Cad è tutta un'altra cosa di un singolo elemento: questo lo potete anche portare a zero e non invertirà mai di polarità.
Gli elementi di una batteria NO, fra loro ce ne sarà sempre uno successivamente più debole degli altri, questo avrà una resistenza interna superiore, cederà prima la sua capacità scaricandosi e venendo caricato in senso inverso dagli altri elementi.

Nel mio caso, a quel punto, due elementi avevano invertito la loro polarità e la mia adorata Ni-Cad era morta.
Visto che gli elementi delle batterie di questo tipo sono saldati elettronicamente fra di loro e che nessuna sostituzione è possibile, tanto valeva vedere che cosa sarebbe successo proseguendo nella scarica: a poco a poco altri elementi invertivano polarità e la loro tensione inversa diveniva anche alta fin quasi al valore nominale di carica (— 1,15 V).
Se pertanto il ragionamento può essere fatto per singoli elementi Ni-Cad, una batteria al Ni-Cad **NON DEVE MAI ESSERE SCARICATA AL DI SOTTO DI UN CERTO LIMITE**; per una batteria di nove elementi da 1,2 V questo limite è di 9,6 V: vediamo perché.
Il valore minimo di carica utile di ciascun elemento è di 1,1 V (figura 7) e da quel punto la curva di scarica decresce ripida.

figura 7

Ammesso che una batteria di tali elementi sia sana e non abbia ancora a soffrire di disturbi causati da maltrattamenti (come i miei) o dall'età (valore medio sono circa 200 cicli di carica/scarica), dal valore iniziale di piena carica si passa rapidamente al valore medio di esercizio (1,2 × 9 = 10,8 V) che si protrae per un tempo tanto lungo quanto minore è il carico applicato, decrescendo poi, come si è visto, rapidamente.
Se un elemento dei nove fosse debole molto più degli altri, cederebbe per primo e la tensione passerebbe, **prima** della inversione di polarità di quell'elemento, da un valore medio di 10,8 a un valore medio di 9,6 V (per conferma basta guardare la curva del caso a me capitato, in figura 5).
Ecco perché non conviene scendere con una siffatta batteria sotto tale valore, peraltro inferiore a quello di inizio della rapida discesa della tensione sotto scarica.
Sbagliando s'impara, e così ne è venuto fuori un marchingegno che automaticamente provvede alla scarica e alla ricarica, lenta, rapida o rapidis-

sima delle Ni-Cad **in batteria** che ora è sotto accurato test di funzionamento (grazie alla collaborazione dei lettori che mi hanno scritto, in particolare **Vittorio I2VIU** di Albosaggia (SO) e **Aldo Fontana** di Genova).
E poi, perché spendere il doppio? Conviene ricomprare un pacco BP9 della Yaesu o farselo da soli? fra l'altro una batteria « fatta in casa » ha il vantaggio di poter sostituire eventuali elementi inefficienti. La GBC vende le NCC45 BEREC prodotte in Italia dalla **SUPERPILA** che si prestano benissimo allo scopo, dotate come sono di pagliette saldabili sui due poli; è necessaria un po' di pazienza per fare lo scatolino di dimensioni identiche all'originale usando bachelite o altro materiale sottile e resistente, ma il risultato è ottimo.
Provate in comparazione con la BP9 originale danno un rendimento superiore del 10/15% e costano la metà.

BIBLIOGRAFIA

NICHEL CADMIUM ENGINEERING DATA (EVER READY '76).
NI-CAD BATT. ENGINEERING HADBOOK (GE 2ª EDIZIONE).

Le "CV" inglesi,
un mistero non poi tanto tale...

Gino Chelazzi

Addentriamoci ancora una volta in quel complicato regno costituito dalle valvole di fabbricazione inglese siglate CV..., dove « CV » non è, come si potrebbe pensare a prima vista, una sigla, seguita da cifre, tipicamente militare (anzi, di ciò, ebbi a narrare, per mezzo di due pubblicazioni, nel 1976, sulla rivista), ma è un denominativo corrente nella classificazione, notate bene, nella classificazione, non nella fabbricazione, delle valvole per l'uso civile e commerciale inglese.
Ciò, però, non toglie che le varie fabbriche inglesi, producendo valvole destinate anche all'uso interno, a parte la CV, abbiano adottato delle sigle così astruse (ma logicissime dal loro punto di vista), che ci fanno tornare paradossalmente in mente le differenze dei vari sistemi di misura, peso, ecc. tra quelle europee e quelle anglosassoni.

Naturalmente e logicamente per quelli che, secondo l'uso corrente, non sono addetti ai lavori (non lo sono neppure io, intendiamoci, ma da anni sto studiando, e per fortuna con molteplici e validi aiuti, questo settore delle valvole) succede che chiunque abbia preso in mano (avuto in regalo, acquistato) un apparecchio di fabbricazione inglese, e spesso anche canadese, in quanto questo popolo, anche se di varia estrazione di origini, faceva o fa parte del Commonwealth, quindi aveva o ha certe prerogative proprie dell'Inghilterra, quindi anche nel surplus aveva adottato, sebbene con maggiore qualità, secondo me, data la vicinanza degli USA, le classificazioni inglesi, specialmente nelle valvole, lasciando perdere la classificazione ZA... per il resto dei componenti, tipicamente inglesi.
Dunque, avendo in mano questo surplus inglese, la prima difficoltà, in quanto molto spesso ne sono il cuore, è la decifrazione delle sigle delle valvole.
Immancabilmente sono quasi tutte contrassegnate con la CV, escludendo una buona parte di apparecchiature militari, le cui sigle delle valvole erano marcate AR..., e di questa classificazione ebbi già a parlare sulla Rivista. Adesso, se non sono marcate con la sigla AR..., che già, in base alla mia delucidazione, poteva essere un pochinino comprensibile, con la sigla CV... cosa diamine sono? E so, perché è successo a molti amici OM, che spesso apparecchi dalle magnifiche prestazioni o vengono accantonati o se, mancanti di valvole, demoliti per il recupero dei materiali, cosa ardua anche questa perché, mancando uno schema, trovare i valori dei componenti non è facile, specialmente nel settore surplus inglese. Ma gli amici non sanno che in fin dei conti nel settore surplus inglese ci sono certe apparecchiature, specialmente quelle di misura (e non dirò che sigla e che tipi di apparecchi, ricordando le considerazioni che fece l'amico Bianchi circa la rivendita del surplus; eventualmente citerò apparecchi e sigla privatamente e solamente a chi me ne farà richiesta) che sono realizzate, anche tecnicamente, molto meglio di quelle USA. Penso che ci siamo cristallizzati troppo sul surplus USA il quale, è vero, è quello più facilmente reperibile, ma anche perché tale, in base alla legge della domanda, è quello che subisce la maggiore lievitazione dei prezzi. Il surplus inglese, specialmente quello di recente fabbricazione (dico recente, non recentissima) è ottimo sotto tutti i punti di vista e, in qualche caso, migliore di quello USA. E questa « chiave » del CV..., così incomprensibile a prima vista, nasconde una grande semplicità. Perché? A un certo punto, gli inglesi, non so per quale ragione, probabilmente per uniformarsi (finalmente!) ai livelli europei (non si può stare sempre chiusi nel proprio guscio!) hanno adottato le valvole USA o corrispondenti europee, però (duri fino in fondo!) mantenendo una nomenclatura CV... sopra anche questo tipo di valvole (vedi specialmente le miniature CV...). Quindi, per i non addetti ai lavori, il CV... rimaneva sempre un mistero.

Occorreva la chiave per la decifrazione di queste due benedette lettere. E' quanto ho cercato di fare io, con una ricerca che certamente ha impiegato qualche tempo, ma che, però, ha dato dei risultati concreti. Ho quindi stilato una lunga tabella in cui ho descritto da una parte la sigla di fabbricazione inglese, che, qualche volta, si può trovare, sebbene raramente, scritta sotto la CV..., la quale ha anche qualche raro riferimento alle sigle europee; nella parte centrale v'è la sigla americana delle valvole corrispondenti a quelle esatte di fabbricazione inglese, e a destra è la CV... riguardante sia la valvola americana corrispondente, che quella di fabbricazione inglese con la sigla di fabbrica.

Potremo però constatare, vedendo questa tabella, che spessissimo un tipo di valvola, sigla USA, ha diverse CV come corrispondenti. Nessuna preoccupazione, amici! Questi inglesi hanno voluto essere così precisi che hanno dato un CV differente a ogni variazione che fosse avvenuta sulla stessa valvola. Ad esempio sapevate che la CV1854 non è altri che la comunissima e mortalissima raddrizzatrice 5Y3? Ma, attenzione, questa CV si riferisce al tipo G. Se, invece, la 5Y3 è del tipo GT, allora cambia la CV e diventa CV1856! Visto il giochetto? Comunque, o se CV1854 o se CV1856, non ha importanza in quanto è sempre la stessa 5Y3, stesso zoccolo e stessi valori, eventualmente le dimensioni possono avere importanza in qualche apparecchiatura militare, di quelle super-compatte, o di posti obbligati, come spazio (vedi BC312), in cui le valvole devono essere di tipo GT obbligatoriamente. Nella distinta, quindi, le diverse CV sono riferite allo stesso tipo di valvola, riferimento USA. Nella parte sinistra, quella riferita alla sigla di fabbrica inglese, si potranno notare, in riferimento alle valvole USA, diverse, e spesso anche molte, sigle. Nessuna preoccupazione, in quanto tutte le sigle elencate sono di valvole equivalenti, una all'altra, specialmente nei collegamenti allo zoccolo. Ciò vale anche per alcune denominazioni nelle valvole USA. Unicamente, spesso, i valori elettrici delle valvole non sono identici, vi sono solamente delle lievi differenze, ma che ogni bravo OM saprà felicemente superare. L'importante è che la zoccolatura sia esatta ed equivalente, se poi l'anodica, ad esempio, ha una differenza di 5 o 10 V da una valvola all'altra, l'OM saprà come comportarsi. Quindi, riassumendo: la colonna a sinistra contiene la nomenclatura di fabbrica inglese, e le varie valvole equivalenti tra loro, la colonna al centro quelle equivalenti USA, con qualche equivalenza tra loro, e la colonna a destra le corrispondenti CV, tutte, anche se diverse, riferite a quella valvola USA elencata al centro.

Sigla commerciale inglese	Sigla americana	CV (575 da intendersi CV575, ecc)
U52	5W4G/GT	575
KT71	50L6/35L6	561 562 571 2534
U82		
U149	7Z4/7Y4	346 901 1790 3919
W149	7B7/7AG7	522
DH76 DL74M DH74	12Q7G/GT	
KTW74M W76 OF5	12K7/12J7G/GT	917 918
X71M X76M OH4	12A8GT/12K8	703 910 3927
KT33	25A6	503 549 550
U74 U76	35Z4GT	2500
1223 A863 1620 6054 7000 KTZ63 Z63	6J7G/GT	657 1074 1935 1936 1937

Sigla commerciale inglese	Sigla americana	CV
KTW61 OF1 OM5	6S7G/GT	1100 1974 1975
5732 KTW63 W63 OM6	6K7GT	706 1195 1941 1942 1943
U143	AZ31	2862
6H8C B65 6180 5692 6CC10 QA2408 ECC32 ECC33	6SN7G/GT	181 278 1988 3627 1942
1611 WTT123 1613 1622 5871 5992 7184 7408 KT63 N63	6F6/6V6G/GT	509 510 511 653 658 731 1186 1911 1912 1938 1940
1D13 DA90	1A3/DA90	753
1FD9 ZD17	1S5	784
 W17	3A5 1T4	808 785 1971

Sigla commerciale inglese	Sigla americana	CV
 2E41 2E42 CK551 1AR5 1FD1 ZD25	1DN5/1U5 1AF5/1AH5/1AJ5	3912 9024
1F2	1AE4/1L4	1758 2742 2795
1F1 W25	1AJ4	9025
5910 HY145	1U4	2507
1C1 8022 X17	1R5	782
1C2 X18 X20	1AC6	5172
1C3 1H35 DK96 X25	1AB6	9026
1P10 N17	3S4	484 820 2370
E1485	3A4	807 2300 2390
1P11 N19	3V4	1633 2983

Sigla commerciale inglese	Sigla americana	CV
6066 DH77	6AT6	
6BC32	6AT6	
6BC32	6AQ6/6AV6	2526 2937 9921
6FD12 7125	6DC8	
QA2401 QL77 V741 5610	6C4	133 852 2842 4022
6100 6135 L77 M8080		4058 5183
	6AM4	5073 5126
6664	6AB4	
—	6AF4/6AN4/6DZ4/ 6T1/6T4	3808 3989 5036 5074
X155 6RHH2	6BC8/6BK7/6BQ7/ 6BS8/6BZ8/6BZ7	5365
4Y25 5B/250A 551 5933 8018 ATS25 P17A C350 HY61 RK39 A4051 UY807 VT60A VT79 ATS25 VT199 GL807 NU807 RK807	807	1572 124 1364 1374 3517 3809 5246
7D10	6CH6	2127 2382 4055 4056 8045 8076 9331
	6CB6/6CF6/6DC6/ 6DE6/6DK6/6P4/6676	3995 8926
7D11 12E13 7027A KT88	6CA7	1741 5220
7733	12BV7/12BY7A/12DQ7	
EY81F	6V3A	5021
421A A1834	6AS7/6080	2523 2984 5008 8216 8232 8614 10322
6C31 X61M X65 X147 WTT128	6K8	281 1347 1581 1944 1945 1946 2930 3826
62TH C610 X150	6C9/7J7	897 3888
	7C7/7V7	303 894 1777 2707
7F16 W150 62VP	EF41	3886
HF62 Z150	EF42	1839 3887
	5899	475 477
M8121	5840	465 8039 9531 9915
DH147	EBC33/1639	1055
E2157 B739 A2900 B152 B309 E81CC M8162 QA2407 QS2406 CC81E	12AT7/6060/6201/ 6679	455 3508 4024 5212 5763 8154 8230 9859 10662
6CC40 E2163	12AU7/5814/1963	491 3900
B749 B329 E82CC M8136		4002 4003 4016 4032 5146 8155 8221 9092 10323 10666
6L13 E2164 B339 E283CC M8137	12AX7/12BZ7/5751/ 6057	492 4004 4017 8156 8222 8312 10319
6L16 B319	6CW7	5281
6CC43 6L12 B179	6AQ8	
CC86E	6GM8/6463	5394
	6DJ8	5358
6CC31 6MHH3 72M05 M8081	6J6G/GT	858 2843 4031 5046 8160 8231
7316	ECC186	
6DJ9	6ES8	5331 9838
6C16	6AX8/6BL8/6HL8	5215 10726
	18D3	5948
6C12 6CH40 20D4 X719	6AJ8	2128
63TP LN152 6PL12	6AB8 6BM8/6HE5	10740 9167
	6GW8	8297
8D6 Z152	6BW7/6BX6/6P6	1376 5092
N18	3Q4	818
3E5 1P1 N25	3C4	2361
HD30	3B4	2240
DM70 Y25	1M3	2980
IRK23 DY86	1AX2/1H2/1S2	
	1R10	10761
	1S4	783
HD93 R19 1BX2	1R6/1R9/1X2	5032 5427
QF408	1AD4	2237 4094
CK571	5886	495
DCF60	1V6	
Z14	1N5/1P5/G/GT	1821 1823
DL700	6197 1B3/1G3/1J3/ 1K3/1N2	 541 1830
OAC32 HD14	1H5GT	1818 1820
5691 5755 6113 6188 420A	6SL7G/GT	1985 3705 3755 3985
X63 PH4	6A8	578 579 580 3825
X64 1612 1225 E88NCC	6L7	654 1280 1950 1951
E88CC	6922	2492 2493 5231 5472 8065 10320
6265 6661 7693 E90F	6BH6	3908
6662 7694 E99F	6BJ6	3909
6B32 6D2 D2M9 D717 AA91E ED2 D27 DD6 QS2404 QM559 5726 6058 6097 6663 D77 D152 E91AA M8079 M8212 QA2404	6AL5/6EB5	140 283 2882 4007 4025 5189 8021 8200 8224 8311 10324 10328
6DT31 6LD12 DH719	6AK8/6T8	

Sigla commerciale inglese	Sigla americana	CV
Z719 64SPT		5817
6F19 6F26 W719	6BY7	1375
6F22 8D8 M8195 HP6 Z729	6CF8	2901 4085 8068 8081 10098
	6DA6	5156
6F11 6F12 PM07 8D3 QZ77 5A/160H 5A/160K 6024 6064 R144 RS1029 SP6 7498 M8083 Z77	6AM6	138 1901 3539 4014 8020 8732 10327
6F21 9D6 6065 M8161 W77 QA2400 QW77 V884 V177 E2016 VP6	EF92	131 4015 8017
6F31 PM04 5749 6660 W727	6BA6/6BD6/6DG6	454 4009 5037 8202 10492
6TP1 6TP21 6678 7731	6CQ8/6EA8/6GH8/ 6KD8/6LM8/6U8	6065 9858
6P2 6136 7543	6AU6	2524 2990 4023 5896 8210 8246 8249 8403 9843
63T1 401A 5590 6185 6186	6AG5/6BA8/6BC5/ 6CE5	846
	6FD6	8694
6F29	6EH7	5831
6F30	6EJ7	5810
5A/170K	6688A	3998
6F32V 403A 403B 714A 1385HQ 5591 731A 5595 5608 5654 QM557 6069 6968 DP61 DM05 E95F M8100 M8180	6AK5	116 2877 4010 5216 5893 8159 8225 10100 10442

Sigla commerciale inglese	Sigla americana	CV
X143	ECH21/ECH71	5915
6H31 5750 5760 EK90 X77 X727 HM04	6BE6	453 4012 5895 8201 8227 8248 10496
	6CK6	2726 5093
6L40 7189 6D15 7320 E84L N709	6BQ5	2975 5451 8069 10321
	6CW5	5094 8069
6L31 6P9 6005 6094 6095 6096 6669 6699 6928 N727 BPM04 M8245	6AQ5/6BM5/6HG5	1862 2883 4019 5190 8229
6P17 7D9 V886 N47 N77 DD7 N144 DDR7	6AM5	136 4063 8018
	6DL5	8458
65ME 6M40	6BR5	1352
	6DA5	5055
6R-E13 R12 U43 U151 R12A SU61	6FG6/LEY51/6W2/6X2	426
6374 M8091 R18	EY84	2235 4044 8731
6AX2N	6S2	2966
	6AL3 6V4	19745 1535
U709 UU12	6BW4/6CA4	3996 5072
QM78 QM556 U707 WTT100 M8138 QA2407 V2M70 6Z31 5993 6202 U78	6BX4/6X4	493 3734 4005 5185 8203 8223 8237
Z90	EF50/EF53	1091 1578
	6HU6	10407
6/30L2 B729	6CG7/6FQ7/6GA8	5264
KT81 N148	7B5/7C5	304 880 881 885 886

Sigla commerciale inglese	Sigla americana	CV
KT61 N147	EL33/6K6G/GT	1438 1853 2938
	6CM5	2940
1222 1614 5811 5932 WT6 7027 7581 KT66 N66 PP60	6L6G/GT	586 862 1286 1947 1948 2714 2796 2817 3618 3899 5118 5306
5P29	EL36/6CM5	450 2888 8038
BF61 67PT N150	6CK5	3889
BF62 N151	EL42	3890
1274 5838 5852 U70 U147 WT308	6X5GT	572 573 574 3943
66KU U150 U718 MU14 UU9	EZ40/6BT4	1855 3891
20A3 ASG512 5727 5757 E91N EN91 M8204 PL21 WT606	2D21	797 4018 8158 10665
	5696	3512
AFX212	6D4	1949 8205
Y61 Y63 Y64	6U5/6G5	504 1103 2747
64ME 6M1	6CD7	394
	5902	4029
	6205	2432 3929
	5636	3928
	6021	3894 3986 8040 9093 10553
380A 2B35 6D1 D61	EA50/6DR4	375 1092
	EA76/6489	469 8041
WD150	EAF42/6CT7	3883
62DDT 6LD3 DH150 DH718	6CV7	3882
5897 6778	EC71/5718	2855 3930

Sigla commerciale inglese	Sigla americana	CV
8D7	6BS7	5086
H63	6F5	715 1073 1908 1909 1910
DH149	7C6	887
1273 W81 W143 W148	7A7/7H7	877 895
N78 20D3	6BJ5 12AH8	3711 5311
6105 6004 6087 6106 6853 R52 U50 WTT102	5Y3/G/GT	1268 1854 1856 4027
C14FM CRM144	7204	
20Y40 6134 U251 U329	PY83	5259
1649 1852	6AC7	660 747 849 3924 3973
OM3 WTT103 WT261 D63	6H6	554 1054 1301 1929 1930 1931
30C18	7GV7	
7CC40 B139 30L1	7AN7	5192
	7DJ8	10403
30C1 LZ319 LZ329	9A8/9EA8	8433
	9U8	9934 10782
30PL12 LN369 N369	16A8/16TP6	10726
	18GV8/18TP11	10707
21L40 N152 N339 N359 213pen	21A6	5077
16L40 30P16 N154 N329 163pen	16A5	10709
N153 N309	15A6	10710
30P18 N378 N379	15CW5	
PL500 PL540	27GB5	10725 10955
U250 A61 U153	17R7/17Z3	10724
U154 U192 U319	19R3/19Y3	
E1C HA2 955	9002	664 1059
	6R7	1962 1963 1964 2912
	6B8	501 1893 1894
RS2 52KU	5Z4	1863 2748
274 54KU 53KU 54KU R52	5V4G/GT	285 593 729 1864
U52	5AR4/5AW4/5T4/5W4	842 1071 1377 1846 1849
U118 U142 U145 U404 311SU V311 V312	UY41/31A3	
9TP9	12AT6	
12BC32 12BK6	12AV6	
12D8 HCH81	12AJ8	
	12BA6/12BD6/12BZ6/12E4	1928
12ET1	12AU6/12AW6	1961
	50C5	1959
14Z3	12X4	927
5Z10 5931 2748 WTT135 HS2 GZ31	5AS4/5AU4/5R4/5U4/5V3	575 717 841 2835 4026 5181 5477 8189 8204 10330
PL36	25F7/25E5	10341
LC97 YC95	3ER5/3FH5/3GK5	
8D5 6059	6BR7	2135 4006 8047 8070
6158	13D3	2212 4068 8080 10325
KL35	1F5/1L5	768
	6Q7/G/GT	587 588 589 1887
B36	12SN7/12SX7	925 3697
WTT129 WT390 7193 L63	6C5/6J5	581 582 583 860 861 1067 1932 1933 1934
	PY88/30AE3	10460
121VP HF121 W118 W142 W145	10F9	
BF451 451PT N142	UL41/45A5	1977
XAA91 XB91	3AL5	
XC95	2ER5/2FH5/2FQ5/2GK5	
XCC82	7AU7	
4R-HH8 XCC189	4ES8	
XF94 XL86 XY88	3AU6 8CW5 16AQ3	
5RHP1 XCF80	4BL8	
XF184 XL84	3EJ7 8BQ5	
XCF82	5CM8/5CQ8/5GH8/5EA8/5GH8/5U8	
12BB14 XL50	13GB5	
X118 X145	10C1	
150C3 G160/3D QS150/40 KD25	OD3/VR150	216 685 3979 8152
11TA31 150C2 150C4 M8223 QS1210 SR56 STR150/30 HD51 150C1 AG2511 5856 G150/4K QS1207	6073/OA2	1832 4020 4100 8161 10664
6046 7561 KT32	25L6GT/25W6GT	551 552 553 1287
108C1 QS1211 SR55 STR108/30 HD52 G108/1K M8224 QS1208	6074/OB2	8162 1833 4028 4101
YCC189 LCC189	5ES8	
LCL84 YCL84 LCL200	10DX8	
YL84	10BQ5	
LL86 YL86	10CW5	
LF183 YF183	4EH7	
LF184 YF184	4EJ7	
ELL80	6HU8 2C40 2C39	9196 1643 3940 8207

Sigla commerciale inglese	Sigla americana	CV
HD94 6G-B6 6G-B9	6BQ6/6CU6/5DQ6	5040
5931 MV6-5	6SA7/6SB7	1966 1967 3974
6CC42	5670/2C51	2831 2866 5894 8247
	1LH4	759 780
1853	6AB7/6SH7	594 595 611 1873 5067
	6AU5/6AV5/6FN5	9849
6061	6BW6	2136 4043 8048
	6AX4/6D44/6W4	732 5287
1201	7E5	2704
1280 1284	14C7	1252 3935
12G-B6 12G-B7	12BQ6/12CU6/12DQ6	
0BC3	12SQ7/12SW7	546 547 700 3666 3980 3983
	5824	939
HD95 25G-B6	25BQ6/25CU6/25DQ6	
	25Z5	555 942
XV568	35Z5GT	567 2530
	50Y6/50Y7	805
	EF36/6J7	358 1056
	6BK4	8430
1266 SR3	0B3/VR90	3799
WTT122	6SJ7	590 591 592 866 3699 8619
5930 6006 6072	2A3 6SG7 12AY7	1851 1978 3650 5391
6913 6G-B3A 6G-K17 OSW3110	12BH7 6FH6 6AU4 6E5	5042 1906
1229	1A4/1B4	711 754 758
	117L7	2556
WTT115	117N7GT/117P7GT 5719 5896	2557 4008 2698
	6AR6	3613 5053 9010

Sigla commerciale inglese	Sigla americana	CV
84 98 WT263	6Z4/6AW4	619
6F33 M8196 QM558	6AS6	329 2523 2884 4011 4098 8054 8209 8226 8310
6F35 7755	6AJ5	995
6F36 6485 6845	6AH6	2521 5450 8190 8208
6L43	6CL6	5041
2014 6197 6677		8191
D1C	917	2700
D2C	958A	650 2701
D3F	959	1794
DY70	5642	2241 9685
9003 E2F	056	649 665
B63	6A6	1867
	ECC40/AA61	3884
1637	EL32	1052 5233
1299	3D6/3LF4	815
A2317	5893	
A2351	5876	10936
A2352	5675	
	E55L/8233	5808
6C31 6MH1 M8232 M8248	6J4	1763 5029 5311 8192
WTT126	50B5/50F2	
M8096 QV03-12 QE03/10	5763/6062	2129 4039 8073
HCC85	17EW8	
OSW2601 6L10	6AG7/6AK7	366 1784 1882 3978
6R-K19 12R-K19	6AF3 12AF3	
QV03-12 M8096	5763/QE03/10	2129 8206 9414 10331
2B46 QE05-40 QV06-20	6146	3523 8218 9839
KD21 VR75/30 G75/4K	0A3/5651 0C2	2573 3798
G105/1D KD24 QS1206 VR150/30 WT269	0C3	686 8157

Sigla commerciale inglese	Sigla americana	CV
	6CW4/6DS4	10579
	1E4/1H4/1G4 1G5/1J5	1817 771
3841 AG 213B RE1 WT270 WT301	5Z3/5X3	617 618 1708 1861
	6AB5/6N5 6AF6 6AF5/6P5	843 847 1819
WTT131 T77 G77 CK108 1221 7700 A677	6C6	585 616 652 1710
	7E7/7R7	892 900
	6Z5 14R7 14S7	871 3937 3936
	6AV11/6K11/6C10/ 6D10	9834 9838
	6SR7	867 1995 1996
	6SQ7	1990 1991
9RAL1	10DE7/10EW7 6SD7	 865
	6CX8/6EB8/6KR8/ 6KV8/6LB8/6LQ8/ 6LY8/6GN8/6HF8/ 6HZ8/6JE8/6JT8	9855
	6D6	1709 1900 2544
7867	6BG6/6CD6/6DN6/ 6EX6	5184 5729
879 H2-10	2X2	597 1843 3748
	6BL7/6BX7/6DN7	5039
	6F4/6L4	2939
1626	12J5	534 535 1755
PL1267 WTT132 1267	0A4G	752 1992
PL17	5644	3987
	1LA6/1LC6	775 778
    KK32	1LN5 1LB4 1A6 AC7/1D7	777 781 776 757 765
	41/42	608 609 1712
	6AB6/6N6	1953 1954
	7A8/7B8	878 883
	6F8G	1896 1917 1918

Sigla commerciale inglese	Sigla americana	CV
ABC91	12A6/12V6	525 526
XXL	7A4/7B4	879 1770 1790
   1294	6CM8 7A6 1B8/1D8 1R4	9837 876 1811 1709
1 1V AD	6Z3	1999
	2E3	2517
WT245 WT210-0003 25B5 XXD 1635 WT125	605/884 43 14F7 6N7	647 1815 2514 930 872 1956 1957 1958
1288 1292 1291	3B7	811
1634	12SC7	540 3938
1657 1665 WT210-0004 WL630/A WT246 BA-2 12RLL3	2051/2050 12AV7/12AZ7	1798 2565 5843 10175
	6AX5	873 8280
	7AF7/7F7/7N7	893 898
	7C4	2705 2706
	5X4G/GT 5Y4G/GT	1851 1852 1857
	6E7	1776
	12SG7/12SH7/12SJ7/ 12SK7	543 544 694 697 698 922 932 3651

Sigla commerciale inglese	Sigla americana	CV
	25A7	937 948
24A	35	487 1752
	2A6	1769 2537
	27/56	611 944
	57/58	612 613
	37/67	606 615
1230	30/31	604 947
	53	2535
	12SA7/12SY7	537 538 3668
	6SK7/6SS7	1981 1982
CK1003 WTT114	0Z4	
WTT130 WTT124 2B32 QQE04/20	6G6 7K7 832A	
2B46 QE05/40 QV06-20 4-125A 4D21A QB3/300GA ML4-125A QY3-125A QY3-125B TT16	6146 6155	3523 2963
4-250A 5D22 QB3.5/750GA 5F22 M4-250A	6156	2964
QB3/300 C1108 Q160-1 QY3-125 135M 3861B AX4-125A QV1-150A RS685 RS1007 SRS455	6155/7034	2130 2519

Sigla commerciale inglese	Sigla americana	CV
	6U6/6Y6	515
	6BJ8/6BN8 6AU7/6AX7	9856 5052
2C52	12SL7GT	924
4CX250F QEL2/275H	7204	
AB13 QB2/250 5C/100A 3874A C143 NU813 QY2-100 WL813 TT10 TH813 T813	813	26
4CX250R YL1170	7580	
TB4/1250 WTT127	833A	
C1106 NU1106	6AZ6	
2B94 AX9903 C178/A QQE06-40 QQV06-40/A RS1009 4J P2-40B C144 GL829B QQV07-40 RS1009 SRS4451	829B	2797 2666
AX9907R CR1100 QBL5/3500 QY5-3000A ACS4	6076	5219
AX9906 TBW12/100 TY12-50W	6077	
AX9906R TBL12/100 TY12-50A	6078	
AX9908 QB5/1750 QY5-500 RS687 SRS457	6079	3522

Mi auguro sinceramente di avere offerto la « chiave » per la decifrazione fino ad ora « cosa oscura », delle CV inglesi, cosa veramente utile, e di poter finalmente utilizzare complessi e apparecchiature inglesi, spesso di pregio. Ad ogni eventualità, per chiarimenti, come anche per il reperimento di schemi relativi ad apparecchiature inglesi, sono sempre a disposizione.
Cordialità a tutti dal vostro

Gino Chelazzi
via Scipione Ammirato 53
50136 FIRENZE

la sostituzione ECG dei semiconduttori

I5MKL, Luciano Macrì

Uno dei problemi affrontati dai riparatori radio-TV consiste nella sostituzione di transistori, circuiti integrati e altri componenti attivi la cui reperibilità è difficoltosa.
In questi casi si consultano tabelle di intercambiabilità, di equivalenze, ma spesso con scarsi risultati.
La sostituzione di un transistor preamplificatore audio non costituisce un problema, così come quella di una coppia di transistori finali BF capaci di fornire 1 W di potenza.
Quando si dovrà procedere alla sostituzione di transistori di tipo particolare o dalla sigla stranissima le difficoltà aumenteranno, e ancora di più per i circuiti integrati.
Da diversi anni esiste la possibilità di ricorrere alla Sylvania.
Questa Ditta distribuisce circa 10.000 componenti che possono sostituire 100.000 tipi almeno di diodi, transistori, circuiti integrati, SCR, triac, varistors, etc.
Anche io mi servo spesso di questa opportunità, ad esempio due mesi fa ho dovuto sostituire un circuito integrato regolatore di tensione (Motorola MFC6030) che risultava non reperibile in commercio.
Una rapida consultazione della guida della Sylvania mi dava la possibilità di reperirlo come ECG763.
Il costo era naturalmente superiore, ma la qualità dei prodotti è ineccepibile.
Assieme al circuito integrato viene fornito un Data Sheet completo ed eventuali connessioni differenti rispetto al componente da sostituire.
Il libro della Sylvania « Master Replacement Guide » fornisce i principali dati dei suoi transistori, SCR, etc. (figura 1).

Transistors (cont'd)

ECG Type	Description and Application	Collector To Base Volts BV_{CBO}	Collector To Emitter Volts BV_{CEO}	Base to Emitter Volts BV_{EBO}	Max. Collector Current I_C Amps	Max. Collector Diss. P_D Watts	Freq. In MHz f_t	Typical Current Gain h_{FE}	Package and Basing Case	Fig. No.
ECG197	PNP-Si, AF Pwr Output (Compl to ECG196)	90	80 (CER)	5	7	50 (TC 25°C) 1.8 (TA 25°C)	.800	20 min	TO-220	9
ECG198	NPN-Si, HV AF, Sw	500	500 (CES)	5	1	40 (TC 25°C) 2 (TA 25°C)	20	80	TO-220	9
ECG199	NPN-Si, Lo-Noise, Hi-Gain Pre-Amp	70	50	5	.100	.360 (TA 25°C)	90 min	400 min	TO-98	5*
ECG210	NPN-Si, AF Output, Sw (Compl to ECG211)	75	75	5	1	6.25 (TC 25°C) 1.33 (TA 50°C)	200	120 min	X-51	15
ECG211	PNP-Si, AF Output, Sw (Compl to ECG210)	75	75	5	1	6.25 (TC 25°C) 1.33 (TA 50°C)	200	120 min	X-51	15
ECG213	PNP-Ge, Hi Current/Pwr	75	65	40	30	170 (TC 25°C)	.270	80	TO-36	3
ECG218	PNP-Si, AF Pwr Output	90	80	7	3	25 (TC 25°C)	3 min	20 min	TO-66	7
ECG219	PNP-Si, AF Output, Sw (Compl to ECG130)	100	70 (CER)	7	15	150 (TC 25°C)	4 min	20 min	TO-3	2
ECG223	NPN-Si, AF Output, Sw	70	50	5	8	83 (TC 25°C)	3	20 min	MS-9	20
ECG224	NPN-Si, Final RF Pwr Output, CB (P_o 4 W, 50 MHz)	60	60 (CEV)	2.5	2	10 (TC 25°C)	200	60	MD-34	21
ECG225	NPN-Si, AF, Video & Sw	450	350	7	1	10 (TC 25°C)	15	40 min	MD-34	21
ECG226 ECG226MP*	PNP-Ge, AF Pwr Output	35	35 (CER)	6	2	12 (TC 25°C)	.450	125	Mod TO-66	22
ECG228A	NPN-Si, Hi-Speed Sw Lin Amp, AF/Video Output	450	350	7	1	10 (TC 25°C) 1.75 (TA 25°C)	15	40	Mod X-51	27
ECG229	NPN-Si, VHF Osc, Mix, IF Amp	40	40	4	50 mA	.425	600	30 min	TO-92	19
ECG232	PNP-Si, Darlington Amp	30	30	8	.300	.625	175	50,000	TO-92	19
ECG233	NPN-Si, Final Video IF	30	30	3	.100	.625	300	45	TO-92	19
ECG234	PNP-Si, Lo-Noise, Hi-Gain AF Pre-Amp	60	50	5	50 mA	.200	80 min	400 min	TO-92	19
ECG235	NPN-Si, Final RF Pwr Output (P_o 5 W, 50 MHz)	65	65 (CER)	4	3 pulse	12	200 min	40 min	TO-220	9
ECG236	NPN-Si, Final RF Pwr Output (P_o 13 W, 50 MHz, SSB)	70	70 (CER)	4	8 pulse	25	100	20 min	TO-220	9
ECG237	NPN-Si, Final RF Pwr Output, CB (P_o 3 W, 27 MHz)	80	40	5	3	10	150 min	10 min	MD-32	26
ECG238	NPN-Si, Horizontal Output	1500	1500 (CER)	5	7	50	--	20	TO-3	2
ECG241	NPN-Si, AF Pwr, Sw (Compl to ECG242)	70	70	5	4	60	2	25 min	X-104	24*
ECG242	PNP-Si, AF Pwr, Sw (Compl to ECG241)	70	70	5	4	60	2	25 min	X-104	24*
ECG277	NPN-Si, TV Horizontal Output	1100	1100 (CES)	6	4	40	5 min	30 min	MD-17	8
ECG278	NPN-Si, Broad Band RF Amp, CATV/COMM/MATV	40	30	4	.400	3.5	1200 min	30 min	TO-39	10

VHF Marine FM 156-162 MHz

ECG340	NPN-Si, Driver/PO	0.6	.05	13.5	175	30	
ECG341	NPN-Si, Driver/PO	4	.25	12.5	175	37	
ECG342	NPN-Si, PO	7	.6	13.5	175	41	
ECG343	NPN-Si, PO	14	2.5	13.5	175	41	
ECG344	NPN-Si, PO	30	6	13.5	175	42	
ECG345	NPN-Si, PO	30	3.8	13.6	160	25	

figura 1

Package/Outlines - See Page 28

ECG762 ECG763 ECG764 ECG765

MONOLITHIC VOLTAGE REGULATORS

VREF. 6 | 1 GND
BY-PASS 5 | 2 V IN
V REF. 4 | 3 V OUT

This series of voltage regulators is designed to deliver load currents to 200 mAdc. Output current capability can be increased to several amperes through the use of external pass transistors. These devices are industrial quality regulators intended for consumer applications requiring high volume and low cost.

- Excellent Line and Load Regulation
- Current-Limit Feature Available
- Economical Six-Lead Package

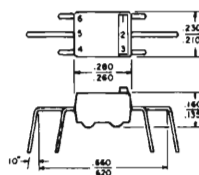
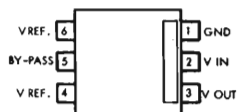



Figure 1 - Typical Current Connection and Test Circuit

ECG762
ECG763
ECG764
ECG765
V_{in}
0.1 µF
R_{sc}
R1
R2 2 k
1 µF
0.001 µF
V_O

$$V_O = \left(\frac{R1}{2k} + 1\right) V_{ref}$$

$$R1 \approx \left(\frac{V_O}{2} - 2\right) k\Omega$$

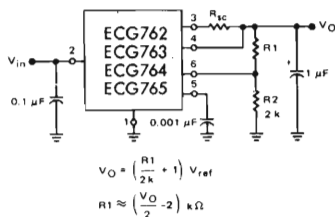



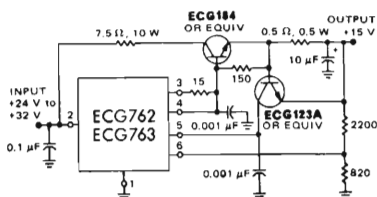
Figure 2 - 15-Volt, 1.0-Ampere Regulator (with short-circuit protection)

Printed in U.S.A.

Figure 3 - Circuit Schematic

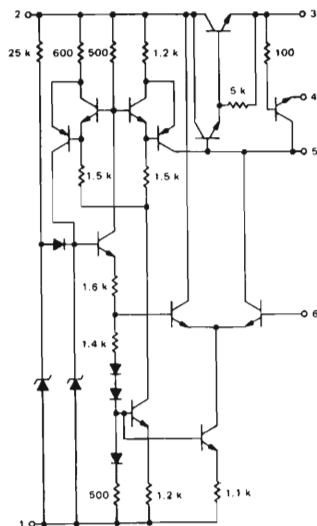



figura 2

Maximum Ratings (T_A = +25°C unless otherwise noted).

Rating	Symbol	Value	Unit
Input Voltage ECG762, ECG763 ECG764, ECG765	V_{in}	38 22	Vdc
Maximum Load Current	I_L	200	mAdc
Power Dissipation (Package Limitation) Derate above T_A = +25°C	P_D	1.0 10	Watt mW/°C
Operating Temperature Range (Ambient)	T_A	-10 to +75	°C
Storage Temperature Range	T_{stg}	-65 to +150	°C

Electrical Characteristics (V_{in} = +12 Vdc, V_O = +5.0 Vdc, I_L = 1.0 mAdc, R_{sc} = O, T_A = +25°C unless otherwise noted.)

(See Figure 1)

Characteristic	Symbol	ECG762			ECG763			ECG764			ECG765			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Voltage Range	V_{in}	9.0	–	38	9.0	–	38	9.0	–	22	9.0	–	22	Vdc
Output Voltage Range	V_O	V_{Ref}	–	35	V_{Ref}	–	35	V_{Ref}	–	19	V_{Ref}	–	19	Vdc
Input-Output Voltage Differential	V_{in}-V_O	3.0	–	–	3.0	–	–	3.0	–	–	3.0	–	–	Vdc
Reference Voltage (R1 = 0)	V_{ref}	3.75	4.1	4.35	3.6	4.1	4.6	3.75	4.1	4.35	3.6	4.1	4.6	Vdc
Standby Current Drain (I_L = 0, V_{in} = 20 V)	I_{IB}	–	3.7	6.0	–	3.7	7.0	–	3.7	6.0	–	3.7	7.0	mAdc
Average Temperature Coefficient of Output Voltage (T_A = -10 to+75°C)	TCV_O	–	0.003	0.03	–	0.003	0.03	–	0.003	0.03	–	0.003	0.03	%/°C
Line Reg. (V_O = 7.5 V) (12 V < V_{in} < 18) (12 V < V_{in} < 30)	Reg_{in}	– –	– 0.01	– 0.03	– –	– –	– 0.06	– –	0.01 –	0.03 –	– –	– –	0.06 –	%/V_{in}
Load Regulation (1.0 mA < I_L < 50 mA)	Reg_L	–	0.03	0.2	–	–	0.4	–	0.03	0.2	–	–	0.4	%/V_O
Short-Circuit Current Limit (R_{sc} = 100 ohms, V_O = 0)	I_{sc}	–	6.5	–	–	6.5	–	–	6.5	–	–	6.5	–	mAdc

Symbols conform to JEDEC Engineering Bulletin No. 1 when applicable.

LINE REGULATION $\%/V_{in} = \frac{\Delta V_O \times 100}{\Delta V_{in} \times V_O}$

LOAD REGULATION $\% = \frac{\Delta V_O}{V_O} \times 100$

SHORT-CIRCUIT CURRENT $I_{SC} = \frac{V_{BE}}{R_{sc}} \approx \frac{0.65 \text{ (at } T_J = +25^oC)}{100 \text{ ohms}}$

figura 3

Nel caso dei circuiti integrati esiste un altro libro con i relativi Data Sheet completi (figure 2 e 3).
Questo libro è di ausilio anche per la riparazione di circuiti impieganti integrati dei quali non possediamo lo schema elettrico.
In Italia la Sylvania ECG è distribuita dalla Giant Electronic (Brand), viale Gramsci 15, Firenze.
I due libri sono reperibili a un prezzo che si aggira sulle 10.000 lire.
Questi componenti sono reperibili in tutte le filiali GBC.

gli zener
non servono
solo a dare tensioni stabilizzate

I0DP, Corradino Di Pietro

Dopo molti anni di permanenza in HF, sono recentemente passato in VHF, il che mi ha permesso di collegare soprattutto OM italiani.
Si è parlato anche di riviste di elettronica e numerosi OM mi hanno chiesto di scrivere qualcosa di « Basic Radio ».
Dapprima la cosa mi ha alquanto sorpreso, dato che ci sono tanti libri che trattano dei fondamenti di elettronica, poi mi si è precisato che si volevano articoli di carattere sperimentale, cioè mi si chiedeva di spiegare un componente o un circuito mediante esperimenti ed esempi numerici.
Effettivamente molti testi non danno molto spazio alla sperimentazione e al calcolo, forse per limitare il numero delle pagine data la vastità dei componenti e dei circuiti di elettronica. D'altra parte, per molte persone — incluso il sottoscritto — la parte sperimentale e relativo calcolo sono essenziali per « fissare » l'argomento in modo definitivo. A molti sarà successo di leggere e capire un argomento ma di averlo presto dimenticato per non averlo ben fissato nella memoria mediante esperimento e calcolo numerico.
Su **cq** *ho già iniziato il programma* **RADIANTISMO** *che vuole rispondere a queste esigenze; ho scelto gli zener come articolo per* **XELECTRON « componenti »** *perché gli zener interessano non solo gli OM, bastano semplici apparecchi per la sperimentazione, e i calcoli richiedono nozioni matematiche non astruse.*

Cosa ci serve per « lavorare »

Innanzi tutto un alimentatore con tensione variabile di uscita: questo è un aggeggio praticamente indispensabile per lo sperimentatore.
Il fatto che oggi lo si possa costruire con un integrato lo rende economico e di facile costruzione.

Per l'esperimento con gli zener serve anche un milliamperometro; non possiamo usare il tester, poiché questo ci serve come voltmetro.
Se non si avesse un tale strumento a disposizione, basta guardarsi intorno e « prelevarlo » dal TX, RX, grid-dip, rosmetro, ecc. Si calcola la resistenza interna come spiegato quando parlammo del tester (**cq**, febbraio '76). L'uso dell'ohmetro per trovare la resistenza interna può danneggiare lo strumento!
Altra cosa indispensabile per svolgere rapidamente l'esperimento è una piastra in cui i collegamenti possono essere fatti senza saldature. Ormai il costo di queste piastre è accessibile ed è una spesa che si ammortizza in poco tempo.

Mi sembra di aver detto tutto, entriamo subito in argomento.

Mi permetto di insistere che, oltre al tester, occorre anche un milliamperometro per il fatto che i due strumenti vanno osservati « contemporaneamente », se si vuole capire facilmente l'esperimento e le formule che da esso derivano per il calcolo.

Curva caratteristica di uno zener

Per ben comprendere il funzionamento di un componente elettronico è necessario osservare con attenzione la sua curva caratteristica, e imparare i vari simboli e parametri.

figura 1

Simbolo del diodo zener.

In figura 2 ho disegnato la caratteristica tensione-corrente di uno zener; ho anche indicato i due circuiti a) e b) per il tracciamento della curva. Come d'uso, le correnti sono riportate sulle ordinate (assi verticali), e le tensioni sulle ascisse (assi orizzontali).
Si nota subito che la curva ricorda quella di un normale diodo al silicio (gli zener sono fatti col silicio che in pratica significa che resistono fino a temperature di giunzione di 200 °C).
Analizziamo la curva più da vicino, e cominciamo con il primo quadrante, per il cui tracciamento si usa il circuito a) (diodo polarizzato direttamente). La curva è identica a quella di un normale diodo al silicio: applicando una bassa tensione — diciamo 0,3 V — il diodo non conduce e ciò è evidenziato dal fatto che la curva è « adagiata » sull'asse delle ascisse; soltanto quando si arriva alla tensione di « soglia » di 0,7 V, la curva si stacca dalle ascisse, parte a tutta velocità verso l'alto e si mantiene quasi parallela all'asse verticale. Ciò significa che la tensione ai capi di un diodo (polarizzato direttamente) si mantiene quasi costante anche per forti variazioni della corrente. In altre parole, un diodo (zener o non) è un buon stabilizzatore di tensioni a 0,7 V.
A prima vista, questa caratteristica non sembrerebbe molto importante, dato che una stabilizzazione a 0,7 V non è molto richiesta; invece, fra poco si vedrà che essa è molto utile per migliorare le prestazioni di un diodo: la ragione è che la curva ha un TC (coefficiente di temperatura) negativo; infatti se la temperatura aumenta, la curva si sposta verso sinistra, e la tensione ai suoi capi tende a scendere (nei Data Sheets non manca questo parametro).

Chiarito come vanno le cose nel primo quadrante, passiamo all'esame del terzo quadrante.

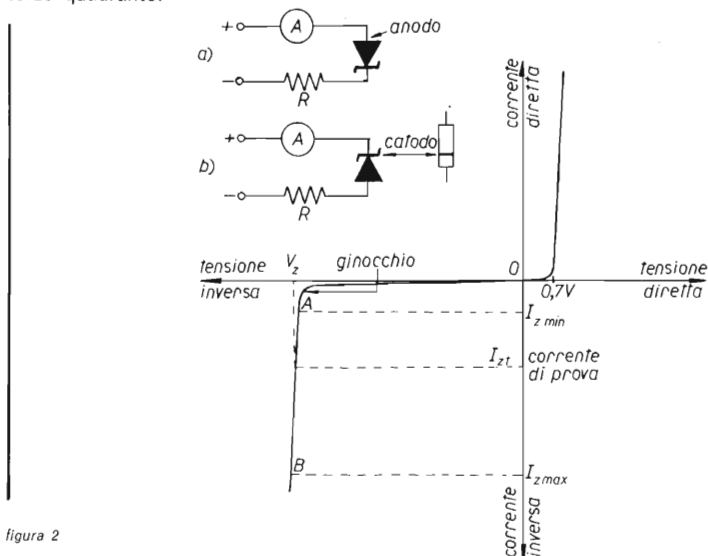



figura 2

Curva caratteristica di un diodo zener.
Per un corretto funzionamento lo zener deve lavorare nel tratto AB dove V_z (tensione di zener) si mantiene quasi costante al variare di I_z (la corrente che attraversa lo zener).
In alto a sinistra: (a) circuito di uno zener polarizzato direttamente e (b) inversamente.

Applicando una tensione negativa inferiore a V_z (tensione di zener), non passa corrente o, per essere più esatti, scorre una debolissima corrente inversa (leakage current) che, in un diodo al silicio, si misura in nano-ampere. Sulla figura 2 questa corrente sembra molto più alta di quello che è in realtà; ho voluto evidenziarla perché, in qualche applicazione critica, potrebbe essere necessario non sottovalutarla, anche perché essa cresce con la temperatura.
Aumentando la tensione si arriva al punto che più ci interessa: la curva effettua un rapido « ginocchio », poi si butta giù a capofitto e si mantiene quasi parallela all'asse delle ordinate (come era avvenuto nel primo quadrante), il che significa dal punto grafico che la tensione ai capi dello zener si mantiene quasi costante anche per forti variazioni della corrente. Come detto un momento fa, la curva nel tratto AB è « quasi » verticale. Ho messo quasi fra virgolette perché la verticalità è molto importante: più la curva è verticale, più lo zener stabilizza bene. L'ideale sarebbe che il tratto AB (tratto dove il diodo zener deve lavorare) fosse proprio verticale, e in questo caso la stabilizzazione sarebbe perfetta. Purtroppo le cose perfette non esistono. In ogni modo, con diversi accorgimenti, lo zener è un ottimo stabilizzatore. Dato che questa verticalità è così importante, deve esserci un parametro che la definisca chiaramente ed esso è la R_z (resistenza differenziale), di cui tra poco parleremo più dettagliatamente.

Vediamo gli altri simboli.

$I_{z\,min}$ è la corrente subito dopo il ginocchio dove inizia il tratto AB: è la corrente minima che deve « sempre » scorrere nello zener affinché esso possa compiere con successo il suo dovere.
$I_{z\,max}$ è la corrente massima che il diodo può sopportare senza correre il rischio di finire bruciato: è consigliabile tenersi sempre lontano da questa corrente massima: i componenti solid-state non hanno simpatia per il calore; la regola è di tenersi sempre **molto** lontano dai valori massimi di corrente, di tensione e di wattaggio.
Altro termine da definire è I_{zt}, la corrente di prova (t = test).
Sempre a causa della non perfetta verticalità del tratto AB, il costruttore deve dare la V_z (la tensione nominale di zener) per una certa corrente, che è appunto designata I_{zt}, ed è molto inferiore alla corrente massima (per un diodo da mezzo watt, la I_{zt} potrebbe essere 10 mA). Purtroppo anche questa V_z nominale va presa « cum grano salis », a causa della tolleranza; così uno zener da 9,1 V può in effetti stabilizzare a 10 V anche alla I_{zt}; e per correnti superiori lo zener darà una tensione stabilizzata anche superiore ai 10 V.
Per complicare ancora le cose va tenuto in considerazione anche il TC.
Riassumendo, i due parametri più importanti di uno zener sono la resistenza differenziale R_z e il suo coefficiente di temperatura.
A proposito della corrente massima $I_{z\,max}$, essa si ottiene facilmente se si conosce la tensione di zener V_z e il wattaggio. Ammettiamo di avere uno zener a 9,1 V e mezzo watt; per la legge della potenza elettrica (W = V · I), si ha:

$$I_{z\,max} = \frac{W_z}{V_z} = \frac{0,5}{9,1} \cong 55\ \text{mA}.$$

Resistenza differenziale

In figura 3 ho ridisegnato la curva di uno zener con $V_z = 9,1$ V. Di proposito il tratto dove opera lo zener l'ho disegnato non troppo verticale per poter far più comodamente il disegno.
Alla corrente di prova di 15 mA, lo zener stabilizza a 9,1 V. Dividendo la tensione per la corrente si ottiene la resistenza statica in quel punto (606 Ω). Questo valore ci interessa fino a un certo punto, quello che invece ci interessa di più è la resistenza — per così dire — lungo il tratto di funzionamento dello zener (tratto AB della figura 2).
Per determinarla, ci si sposta sotto e sopra la corrente di prova, e si osserva la corrispondente variazione di V_z. Parlando più matematicamente, si prende un delta-I e si nota il corrispondente delta-V_z (delta si indica con Δ).
Nel caso della figura 3, si è preso un ΔI_z di 20 mA, a cui corrisponde un ΔV_z di 0,2 V. Facendo il rapporto si ha:

$$R_z = \frac{\Delta V_z}{\Delta I_z} = \frac{0,2}{0,020} = 10\ \Omega.$$

Siamo ora in grado di sapere quale sarà l'incremento di V_z al variare della corrente. Per esempio a 45 mA, l'incremento della V_z è:

$$\Delta V_z = R_z \cdot \Delta I = 10 \cdot 0{,}030 = 0{,}3\ V.$$
$$\Delta V = R_z \cdot \Delta I_z = 10 \cdot 0{,}030 = 0{,}3\ V.$$

Quindi con un aumento di 30 mA (rispetto alla corrente di prova) la tensione V_z passerà a 9,4 V (9,1 + 0,3 = 9,4).

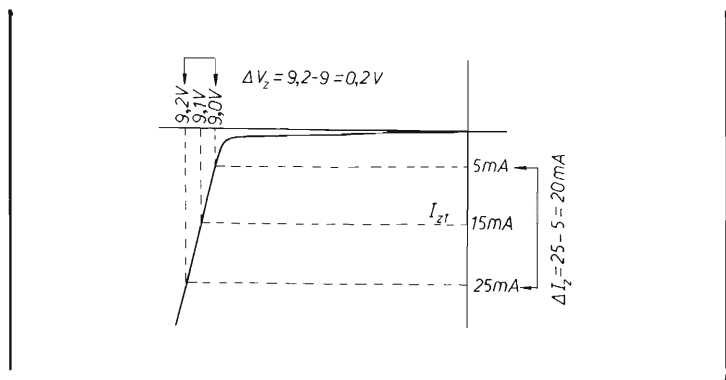



figura 3

Determinazione della resistenza differenziale che si ottiene dal rapporto fra ΔV_z e la corrispondente ΔI_z. Un valore basso di R_z indica buona stabilizzazione di tensione.

Il calcolo che abbiamo testè fatto è un po' teorico perché nel Data Sheet troveremo probabilmente due valori di R_z. Sempre a causa delle tolleranze di produzione, vengono dati due valori entro i quali la R_z può oscillare. In altre parole, due zener identici come sigla, non lo sono come comportamento! Infine il costruttore dà la R_z per un certo valore di corrente (in genere la I_{zt}); la ragione è che il tratto di funzionamento dello zener non è così dritto come appare in figura.
Ho notato nei cataloghi curve non molto dritte, specialmente per tensioni di zener molto basse.
Per ragioni di chiarezza, ho preso nella figura 3 un ΔI_z piuttosto grosso (20 mA), in pratica la R_z si determina con un ΔI_z molto piccolo.
Spero di aver spiegato chiaramente questa resistenza differenziale, in quanto essa è un parametro importante anche per altri componenti, non è esclusiva degli zener!

Coefficiente di temperatura

Come quasi tutti i componenti elettronici, anche gli zener hanno un TC di cui bisogna tener conto. Anzi sono un po' bizzarri sotto questo riguardo. Come si vede dalla tabella, i diodi a bassa tensione hanno un coefficiente negativo mentre per tensioni superiori ai 5 ÷ 6 V il TC diventa positivo, cioè la tensione V_z aumenta con il calore. Questo fatto può essere sfruttato per la compensazione termica mettendo insieme uno zener con TC

positivo con uno con TC negativo. Attenzione però a non dimenticare R_z, anche da essa dipende la stabilità di tensione. L'ideale sarebbe se gli zener da 5 o 6 V avessero anche la più bassa R_z (gli zener da 5 ÷ 6 V hanno un TC quasi nullo).
In ogni modo, dallo studio dei cataloghi ho visto che la R_z è molto bassa per valori di V_z di 7 ÷ 8 V.
In pratica, con un po' di pazienza, si può ottenere una buona stabilità con pochi soldi.
Per chi non ha problemi di soldi, esistono in commercio zener stabilissimi che vanno sotto il nome di « diodi di riferimento » (Reference Diodes).
Il TC è spesso dato in millivolt per grado (mV/°C). Per esempio, se un diodo ha un TC di + 10,5 mV/°C, ciò vuol dire che la sua tensione V_z aumenta di 10,5 mV per ogni grado di temperatura.

V_z	R_z	TC mV/°C
4,7	50	— 1,5
6,8	6	+ 1
7,5	4	+ 3
15	20	+ 10

Tabella « indicativa » di alcuni diodi zener con la relativa resistenza differenziale R_z e il coefficiente di temperatura TC.
Si noti il TC negativo per il diodo da 4,7 V e la bassa R_z dello zener a 7,5 V.

Per ridurre il fenomeno della variazione di tensione a causa della temperatura, si può fare come indicato in figura 4, in cui in serie allo zener c'è un diodo polarizzato direttamente. Questo diodo può essere un diodo normale al silicio o anche un diodo zener.

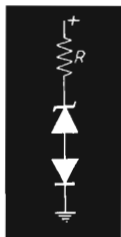



figura 4

Diodo zener con in serie un diodo polarizzato direttamente per avere una compensazione del TC.

Quello che è importante è che esso abbia una bassa resistenza differenziale; graficamente questo significa che la sua curva (primo quadrante di figura 2) deve essere il più verticale possibile o, se si preferisce, il più possibile parallela alle ordinate. La definizione di resistenza differenziale nel primo quadrante è la stessa di quella nel terzo quadrante. Va notato che ora la tensione stabilizzata è V_z aumentata di 0,7 V (tensione di soglia di un diodo polarizzato direttamente).
La compensazione di temperatura avviene perché, come detto prima, un diodo polarizzato direttamente ha un TC negativo.
E' ovvio che il trucco di figura 4 va bene per gli zener con TC positivo (sopra i 6 V).

Esperimenti con gli zener

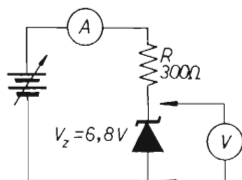
Verifichiamo sperimentalmente quanto detto finora.
La prima cosa che ci interessa è accertarsi che ai capi di uno zener la tensione si mantenga costante.

Montiamo il semplice circuito di figura 5, strumento con f.s. (fondo scala) di 25 mA.

figura 5

Circuito per verificare che uno zener, polarizzato inversamente, presenta ai suoi capi una tensione pressoché costante, anche con forti variazioni della corrente I_z che lo attraversa.

Anche se non è necessario usare uno zener da 6,8 V, è consigliabile usarlo, altrimenti i risultati numerici saranno differenti. La ragione perché ho scelto uno zener da 6,8 V è che un tale diodo (vedi tabella) ha un R_z basso e anche il TC è buono (lo uso infatti per il mio VFO con buoni risultati). Detto questo, si parte con l'esperimento.
Sistemiamo l'alimentatore su un valore inferiore a V_z, diciamo 5 V, e vediamo che succede. Non può passare corrente dato che siamo sotto la tensione di zener, infatti lo strumento non si muove. Con il voltmetro misuriamo ai capi dello zener 5 V, e niente tensione ai capi di R.
Lo zener si comporta come un resistore di altissimo valore rispetto al resistore di soli 300 Ω. Essendo in serie, la tensione si divide in proporzione diretta alla resistenza, e cioè tutta sullo zener e niente sul resistore R. Quando un diodo è polarizzato inversamente dovrebbe esserci una piccolissima corrente inversa, ma uno strumento con un f.s. di 25 mA non può certo misurarla. Togliamo lo shunt allo strumento in modo che esso abbia la massima sensibilità. Risultato: niente corrente anche se il mio strumento ha un f.s. di 1 mA.
Facciamo ora un piccolo esperimento per dimostrare come un tester può confondere le idee. Senza rimettere lo shunt allo strumento, andiamo a misurare di nuovo la tensione ai capi dello zener.
La tensione sarà sempre la stessa, ma adesso il milliamperometro accusa un netto passaggio di corrente. Non può essere la corrente inversa del diodo per il semplice fatto che prima non c'era; è il voltmetro che assorbe corrente (vedi **cq**, maggio '78: « Riparliamo del tester »).
Rimesso lo shunt, andiamo avanti.
Aumentiamo la tensione di alimentazione, osservando con un occhio l'amperometro e con l'altro occhio il voltmetro ai capi dello zener. Avvicinandoci a V_z, il voltmetro sale fino a 6,8 V e l'amperometro segna un passaggio di corrente. Continuiamo ad aumentare la tensione: la tensione sullo zener si mantiene costante e la corrente continua ad aumentare. Per accertarsi della stabilità di tensione, mandiamo l'amperometro a fondo scala e osserviamo attentamente l'ago del voltmetro. La variazione di tensione ai capi dello zener è appena percettibile passando da 5 mA a fondo scala: quindi la resistenza differenziale è buona, e questa era la cosa che più ci stava a cuore.
Possiamo controllare anche il TC.
Mettiamo un saldatore vicino allo zener e osserviamo se la tensione varia. Nel caso in esame, la variazione è di nuovo appena percettibile, dato il basso TC dello zener usato.
La dissipazione massima di questo diodo si ha con una corrente sui 70 mA (abbiamo già visto come si determina), perciò possiamo divertirci a mandare l'amperometro a fondo scala senza pericolo alcuno.

Vogliamo vedere che accade invertendo il diodo (collegato in modo che conduca)? Con il voltmetro misuriamo la tensione ai suoi capi, sarà sui 0,7 V; anche qui possiamo controllare come varia questa tensione al variare della corrente che lo attraversa e al variare della temperatura (saldatore vicino al diodo). Aumentando la corrente, la tensione dovrebbe salire leggermente; con il calore la tensione deve diminuire leggermente, confermando il TC negativo di un diodo polarizzato direttamente.

Passiamo all'ultima parte dell'esperimento: mettiamo un carico ai capi dello zener e vediamo se la tensione resta costante al variare del carico e della tensione di alimentazione.
Sistemiamo le cose in modo che lo strumento misuri 17 mA, il che si dovrebbe ottenere con una tensione di alimentazione di circa 12 V.
Colleghiamo un resistore da 1.000 Ω ai capi dello zener. L'amperometro segna sempre la stessa corrente perché il carico ha « preso » la corrente dallo zener, nel quale ora scorrono solo 10 mA. Vale la pena di vedere se effettivamente è così; si metta l'amperometro nel punto A e si vedrà che è proprio così: c'è stato un « travaso » di corrente dallo zener al carico, ma la corrente totale è rimasta la stessa; se così non fosse (cioè se l'amperometro avesse accusato un aumento di corrente), il circuito non stabilizzerebbe e andrebbe cambiata la R, il cui calcolo vedremo fra poco. Accertiamoci anche che la tensione sia sempre la stessa ai capi dello zener (la corrente nel carico di 7 mA si è ottenuta dividendo 6,8 V per 1 kΩ).
Variamo il carico, sostituendo a quello di 1.000 Ω, due altri resistori da 1.200 e 820 Ω (valori standard). V_z non deve variare e la corrente totale deve essere sempre la stessa. Ecco perché ho insistito sulla necessità di avere un amperometro sempre collegato nel circuito.
La relazione delle tre correnti del circuito di figura 6 — si tratta del circuito classico di uno stabilizzatore — deve essere: $I_{tot} = I_z + I_L$.

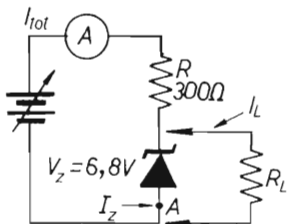



figura 6

Circuito per verificare che la tensione ai capi dello zener si mantiene quasi costante al variare della tensione di alimentazione e al variare del carico R_L.

Variamo ora la tensione di alimentazione di un paio di volt in più o in meno e controlliamo se V_z è sempre 6,8 V. In questo caso l'amperometro segna un aumento di corrente, e questo è regolare (legge di Ohm); la relazione tra le tre correnti resta sempre valida.
Ammettiamo di non avere l'amperometro e vogliamo conoscere il valore delle tre correnti. La corrente nel carico si ottiene (come già visto) dividendo V_z per la resistenza ohmica del carico. La corrente che attraversa R la troviamo facilmente: la tensione ai capi di R è la tensione di alimentazione meno V_z; dividendo questa tensione per R si ha la corrente totale. Conoscendo la corrente totale e la corrente nel carico, si trova per differenza la corrente che scorre nello zener, in omaggio alla relazione tra le tre correnti.

Resta ancora da vedere che succede se applichiamo un carico che assorbe più della corrente che passa nello zener.
Se applichiamo un carico di soli 150 Ω, esso dovrebbe prendersi dallo zener 45 mA (6,8 : 150 = 45 mA), il che non è possibile dato che all'inizio dell'esperimento avevamo stabilito in 17 mA la corrente I_Z, in assenza di carico. Che succede? Il carico si « prende » la corrente dall'alimentatore e infatti l'amperometro segna un aumento di corrente.
Se andiamo a misurare la tensione ai capi dello zener, troveremo 4 V; e 8 V li troveremo ai capi di R.
In pratica, il carico eccessivo ha « estromesso » letteralmente lo zener dal circuito. E' come se lo zener non ci fosse più; stacchiamolo, i valori di tensione e correnti non cambiano: lo zener non svolge più il suo lavoro. Allora lo buttiamo via?
No, va solo diminuita la R in modo che nello zener passino più di 45 mA e in questo modo lo zener riprenderà il suo ruolo stabilizzatore.
Per farla breve, **il calcolo di R è molto importante.**

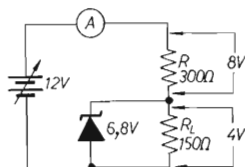



figura 7

Se il carico è eccessivo, lo zener cessa di funzionare e viene « estromesso » dal circuito; la tensione ai capi dei due resistori si divide secondo la legge di Ohm.

Formule per il calcolo

Ecco le formule prelevate dai « sacri testi ».
Cominciamo con la formula che ci dà R, cioè la resistenza che fissa il punto di lavoro sulla curva dello zener.

$$R = \frac{V_{min} - V_{max}}{1,1 \cdot I_{L\,max}}$$

Prima di dire quattro parole sulla formula, ricordo il significato dei simboli: V_{max} e V_{min} sono le tensioni massima e minima di alimentazione; la massima e la minima corrente assorbita dal carico sono $I_{L\,max}$ e $I_{L\,min}$. A proposito della formula, si tratta solo della legge di Ohm!
Infatti il valore di R si ottiene dividendo la tensione ai capi di R per la corrente che l'attraversa, la quale deve essere la corrente totale, come si è detto quando si è parlato delle tre correnti.
La ragione per la quale si deve usare la V_{min} (la più bassa tensione di alimentazione prevedibile) è che così siamo sicuri che anche in questo caso passerà nello zener la corrente minima, e non possa correre il rischio di essere estromesso come è avvenuto nell'esperimento.
Per quanto riguarda la corrente, si mette la massima corrente di carico più un 10 %, che è sempre la corrente minima nello zener (moltiplicare per 1,1 significa aumentare la corrente massima del carico del 10 %).
Come regola questo 10 % va bene, ma si tratta di un valore medio, non è detto che la corrente minima nello zener deve proprio essere il 10 % della massima corrente nel carico.

Mi spiego con un esempio.
Lo zener del mio VFO deve stabilizzare una corrente di carico molto bassa (una decina di mA); il 10 % di questa corrente sarebbe 1 mA che mi sembra un valore troppo basso come corrente minima dello zener; ho quindi stabilito che la corrente minima fosse almeno 3 mA.
La seconda formula ci dà il wattaggio dello zener ed è superfluo dire quanto questo sia importante:

$$W_Z = V_Z \cdot \frac{V_{max} - V_Z}{R_S} - I_{L\,min}$$

Sembra difficile questa formula, ma è di nuovo la legge della potenza elettrica ($W = V \cdot I$). Infatti quello che sta in parentesi non è altro che la corrente massima che lo zener deve sopportare; questa corrente è data come differenza fra massima corrente totale meno la corrente di carico minima. Notare che la corrente massima totale si è ottenuta questa volta usando la massima tensione di alimentazione.
Siamo quasi giunti alla fine del calcolo, manca solo il wattaggio del resistore R: $W_R = R \cdot I_{tot}^2$.
Anche questa formula è sempre la legge della potenza ($W = R \cdot I^2$).
Notare che la corrente totale già la sappiamo dalla formula precedente (il termine frazionario nella parentesi).

Non ci resta che fare un esempio di calcolo.
Abbiamo uno zener $V_Z = 6{,}8$ V, la tensione di alimentazione può oscillare fra 11 e 14 V e il carico fra 15 e 20 mA.
Calcoliamo R:

$$R = \frac{11 - 6{,}8}{1{,}1 \cdot 0{,}02} = \frac{4{,}2}{0{,}022} = 190\ \Omega.$$

Siccome il valore di 190 Ω non è standard, si prende un resistore di valore standard « inferiore », per essere certi che la corrente nello zener non scenda sotto il valore minimo. Prenderemo quindi un resistore da 180 Ω con il quale valore continueremo i calcoli nelle altre due formule.
Passiamo alla determinazione del wattaggio dello zener:

$$W_Z = 6{,}8 \cdot \frac{14 - 6{,}8}{180} - 0{,}015 = 6{,}8\ (0{,}040 - 0{,}015) = 0{,}170\ W$$

e va bene uno zener da mezzo watt: una regola pratica dice che il wattaggio deve essere tre volte quello minimo dato dalla formula.
Finora non abbiamo discusso il caso del carico che venga scollegato dal circuito. Per le considerazioni fatte, tutta la corrente andrà a finire nello zener. Nel caso numerico in questione, questa corrente sale a 40 mA; un rapido calcolo ci assicura che siamo sempre sotto il mezzo watt. Ho voluto menzionare il caso del distacco del carico perché a me è successo, e lo zener si è bruciato.
Vediamo la dissipazione del resistore R:

$$W_R = 180 \cdot (0{,}040)^2 = 0{,}288\ W.$$

Va bene da mezzo watt, ma io lo metterei da un watt.

Per concludere, cito un'altra « rule of thumb » (regola empirica): la tensione di alimentazione deve essere per lo meno il 50 % più alta della tensione V_Z, cioè della tensione stabilizzata.
Molte cosette pratiche si imparano dalla consultazione di cataloghi; dal catalogo dei diodi della Philips (menzionato nella Bibliografia) ho appreso diversi consigli sulla scelta dei diodi, sul montaggio (terminali corti e ben saldati in modo che la dissipazione del calore sia migliore), ecc.

Zener in serie

Il collegamento in serie di due zener, per avere una tensione più alta è non solo possibile: può essere anche conveniente ai fini di una migliore stabilità di tensione.
Vediamo un esempio tenendo sott'occhio la tabella di pagina 30.
Per avere una tensione stabile a 15 V prendiamo due diodi da 7,5 V invece di uno zener da 15 V e da 1 W; per quanto riguarda il wattaggio, è sufficiente che i due diodi da 7,5 V siano da mezzo watt.
Quello che più ci interessa è se i due diodi siano più stabili di un solo diodo da 15 V. Dalla tabella risulta che il diodo da 15 V ha una resistenza differenziale di 20 Ω mentre i due diodi da 7,5, collegati in serie, avranno una R_Z di 8 Ω. Dalla tabella si vede che il diodo da 7,5 V ha una R_Z di 4 Ω, quindi due diodi in serie avranno una R_Z di 8 Ω, che è molto più bassa rispetto al diodo da 15 V (R_Z = 20).
Lo stesso ragionamento vale per il TC, e anche in questo caso il miglioramento è netto.

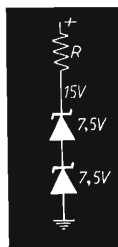



figura 8

E' possibile collegare due diodi in serie per avere una tensione stabilizzata più alta.

Conclusione

Spero di avere scritto qualcosa che abbia corrisposto ai vostri desideri; certo, gli zener non servono solo a dare tensioni stabilizzate, svolgono tante altre funzioni che si possono immaginare da quanto detto e dall'esperimento (penso soprattutto alla funzione di protezione in caso di sovratensione).

Testi consultati

ARRL - Handbook 1979.
ARRL - Data Book.
QST - Aprile 1976 e Ottobre 1977.
Hayden - Semiconductor Circuit Elements.
Philips - Diodes Data Handbook.

Sigle stranissime

Antonio Anselmi

Penso di fare cosa gradita a tutti gli sperimentatori e hobbisti che hanno in casa schede ex-computer con integrati dalle sigle stranissime riportando una breve lista che raffigura a sinistra il codice industriale e nelle altre colonne i codici commerciali di tali integrati.

CODICE	TI	FSC	NSC	MOTOROLA	IN/SIG	INTEL
04040001	74LS04					
04040002	74LS10					
04040126	74S86					
04040129	74LS02					
04040166	74LS05					
04040299	74LS393					
04040422	74S138					
04040432	74S11					
04040445	2601					
04040514	555					
43168801	UA795					
50252800	75110					
50252900	75107					
59700097	7437					
59701161	74S182					
59701162	74S181					
60067010	LM201A					
60067012	74S00	9S00		MC3000	8H80	
60067013		DKLD-1				
60067014		DKLR-1				
60067016		UA733				
60067017		UA723				
60067018		UA747				
60067074	75189A		LM1489A			
60067076		UA741				
60067079	74S64					
60067080	74S20					
60067081	74S10					
60067090	74S112					
60067092	82S62					
60067093	75188		LM1488			
60067108	7402	9N02				
60067114	74S51					
60067132	26S10L					
76970000	74LS00					
76970001	74LS04					
76970002	74LS10					
76970003	74LS20					
76970004	74LS30					
76970005	74LS51					
76970006	74LS109					
76970008	74LS138					
76970009	74LS193					
76970010	74LS195					
76970012	74LS257					
76970014/3	4KRAM-NEC					
76970018			8820A			
76970021	4KRAM-INTEL					
76970032		9401				
76970036	4116					
76970053	74S151					
76970062	74S133					

CODICE	TI	FSC	NSC	MOTOROLA	IN/SIG	INTEL
76200540	74LS03					
76951137	75108					
76951156	1KPROM					
76951194				3046		
76951522	74105	9001				
76951526		9312				
76951528		9309				
76951534	74157	9322				
76951673	7406					
76952095		UA711				
76952046		9024				
76952433	74S04					
76952647	1KPROM					
76952709	UAART					
78119232	4KPROM					
78200001	74H30	9H30		MC3016		
78200002	74H20	9H20		MC3010	8H16	
78200003	74H00	9H00		MC3000	8H80	
78200004/1	74H51	9H51		MC3023		
78200004/2	74H50	9H50		MC3020		
78200005	74H04	9H04		MC3008	8H90	
78200006	74H01	9H01		MC3004		
78200007	74H40	9H40		MC3024		
78200008	74H10	9H10		MC3005		
78200013	200013	T173				
78200014	200014	T172				
78200039	74123	9602	2602	9N123	26123	
78200040	29601	T118	9601			
78200041	75451					
78200043	74L154					
78200044	74393					
78200046	74192	9360	8560			
78200048		93S12			82S30	
78200053	7483	93S05	8556		8283	
78200054		T167			8262	
78200055	7442	9352	8842			
78200056	75361					
78200057	74195	T150	9300			
78200058	74193	9366	8563			
78200059	7489	T165	93435	4064		
78200060	74S195	93L00	93H00			
78200061	74S257	93S257	8123			
78200062	74S133	9S133				
78200070	7417					
78200071	7430	9N30			8808	
78200072	7420	9004				
78200073	7400	9002	8480			
78200074/1	7451	9N51				
78200074/2	7450	9005	8840			
78200075	7404	9016	8490			
78200076	7408	9N08				
78200077	7440	9009	8455			

CODICE	TI	FSC	NSC	MOTOROLA	IN/SIG	INTEL
78200078	7410	9N10	8879		8470	
78200147						3002
78200148	4KPROM					
78200151	4KRAM					
78200152						
78200173	74LS279					
78200174	74LS175					
78200339			LM311	83311		
78200402				MC1420		
78200410	2708					
78200411						
78200412						
78200413						
78200414						
78200415						
78200416						
78200417	LM339					
78200418						
78200421						
78200425	74LS14					
78200426	74LS85					
78200427	74LS251					
78200430			4702			
78200432			2909			
78200433			FIFO			
78200434	2716					
78200435			2147			
78200436		93422				
78200437			2114			
78200438	8KPROM					
78200439			FPLA			
78200442	74LS253		8214			
78200443	74LS148					
78200445	74LS367					
78200448	74LS08					
78200450			74C193			
78200451				14011		

CODICE	TI	FSC	NSC	MOTOROLA	IN/SIG	INTEL
78200452			74C85			
78200453				14069		
78200454				14411		
78200525	74S251	93S251				
78200526	74S253					
78200527	74S241					
78200528	74S373					
78200529	74S240					
78200530	74LS373					
78200531	74LS374					
78200532	74S374					
78200533	74S08					
78200534	74S30	9S30				
78200535	74S32					
78200536	74S40					
78200537	74S169					
78200538	74LS169					
78200539	74LS241					
78200541	74LS283					
78200542	74S244					
78200543	74LS280					
78200544					29703	
78200546					26S10V	
78200560				MC1420		
78200561			SG3524			
78200563	LM324					
78200565	75154					
78200750	Z80S10					
78201106	SONAL					
98000003	UAART					
98000006	8085					
98000007	8250					
98000008	8155					
98000009	74LS257					
98000010	8253					
98000011	8304					
98000012	6514					
98000408	74LS126					

come si scelgono i componenti passivi:

gli INDUTTORI

I4JMY, Maurizio Panicara
I4JUQ, Giovanni Pantoli

L'induttore è un componente che si basa sul principio fisico della creazione di un campo magnetico da parte di un conduttore percorso da corrente elettrica.
Infatti, qualunque conduttore presenta una certa induttanza, che viene accentuata se questo assume una particolare geometria.

L'induttanza di un conduttore può essere vista come la tendenza di questo a opporsi alle variazioni di corrente che lo percorre.
Questa tendenza si manifesta indiscriminatamente in ogni conduttore nel quale a ogni variazione di tensione ai suoi capi non corrisponde una uguale e isocrona variazione di corrente; che tende invece a raggiungere il nuovo valore con progressiva lentezza.
Si osservi ad esempio lo schema di figura 1 dal quale si ottengono gli andamenti della tensione e della corrente rilevati dagli strumenti in funzione del tempo.
L'istante t_1 rappresenta il momento nel quale viene chiuso l'interruttore S_1: come si può vedere, la corrente nella resistenza R_s che dovrebbe salire, contemporaneamente alla tensione, al valore $I = V/R_s$ tende invece a raggiungere questo con legge esponenziale.

A questo punto il Lettore può chiedersi quale sia il legame tra il comportamento dell'induttore e la creazione del campo magnetico da parte di questo.
La spiegazione di questo legame è dovuta al fatto che la creazione del campo magnetico implica energia, che viene fornita dal circuito.
Si osservi ad esempio come negli istanti t_2 e t_3 sia presente una certa tensione ai capi dell'induttanza mentre questa viene percorsa da corrente.
Alcune semplici considerazioni sulle leggi di Ohm permettono di affermare che in un componente generico, sottoposto a una tensione e una corrente in un determinato istante, si ha in gioco una certa potenza.
Questo richiamo di potenza continua però per il tempo nel quale sono presenti i parametri tensione e corrente ovvero continua durante tutto il ciclo evolutivo della tensione ai capi dell'induttanza.
Il prodotto di una potenza per un tempo è però una energia e quindi durante il tempo nel quale si evolvono tensione e corrente ai morsetti dell'induttanza questa richiede energia.
Occorre ora dire che quegli andamenti caratteristici di tensione e corrente ora esaminati si evolverebbero per un tempo infinito: la corrente I teoricamente non raggiunge mai il valore $I = V/R_s$ ma continua ad avvicinarvisi sino all'infinito. Implicando considerazioni matematiche si può affermare che la retta tratteggiata orizzontale $I = V/R_s$ rappresenta l'asintoto cui la curva della corrente tende.

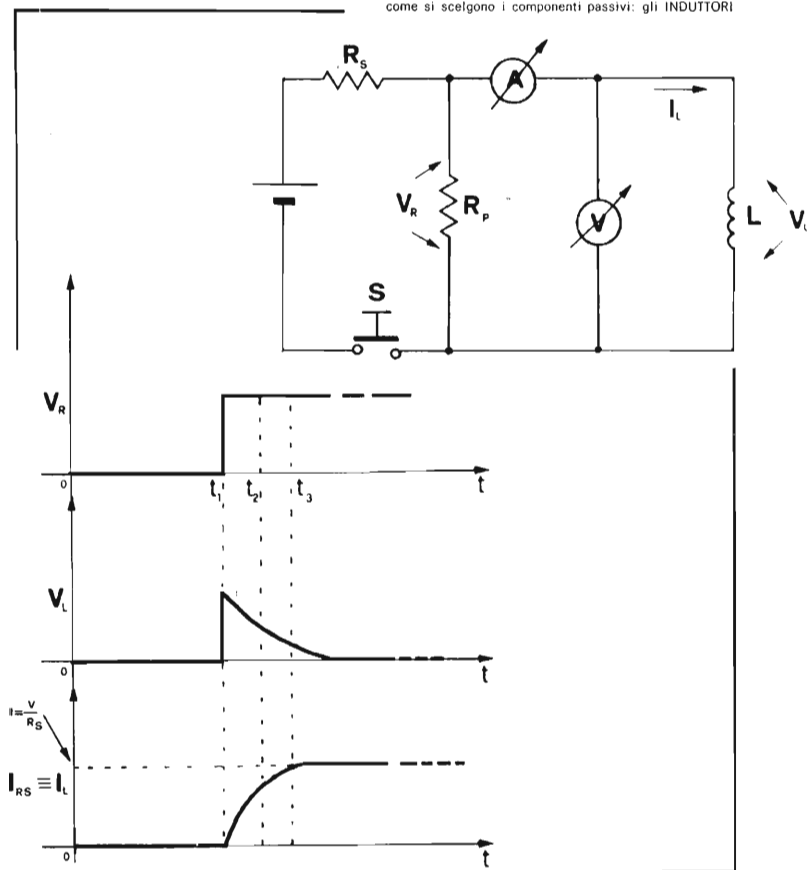



figura 1

Questo schema rappresenta una teorica configurazione per il rilievo del comportamento di una induttanza ai gradini di tensione.
In pratica una simile configurazione permetterebbe un corretto rilievo solo se il valore di questa fosse molto superiore a quelli comunemente realizzabili.
L'istante t_1 rappresenta quell'attimo nel quale il pulsante S viene premuto e mantenuto in tale posizione per tempo indefinito.

In pratica le cose hanno uno svolgimento tale che si può considerare completata l'evoluzione in tempi molto brevi ($5 \div 7 \times L/R$). Ciò che il Lettore deve notare è che in base al principio enunciato, durante questa evoluzione l'induttanza crea il campo magnetico e proprio qui viene accumulata l'energia, in quanto il campo persiste per tutto il tempo nel quale continua a scorrere corrente nell'induttore. Abbiamo usato il termine **accumulata** perché questa stessa energia può essere riottenuta ad esempio sostituendo la batteria con una resistenza.

In queste condizioni la corrente dovrebbe crollare a zero istantaneamente ma per le considerazioni fatte ciò non avviene in quanto il campo magnetico annullandosi crea una d.d.p. ai morsetti dell'induttore e la corrente nella induttanza anziché crollare scende esponenzialmente (vedi figura 2).

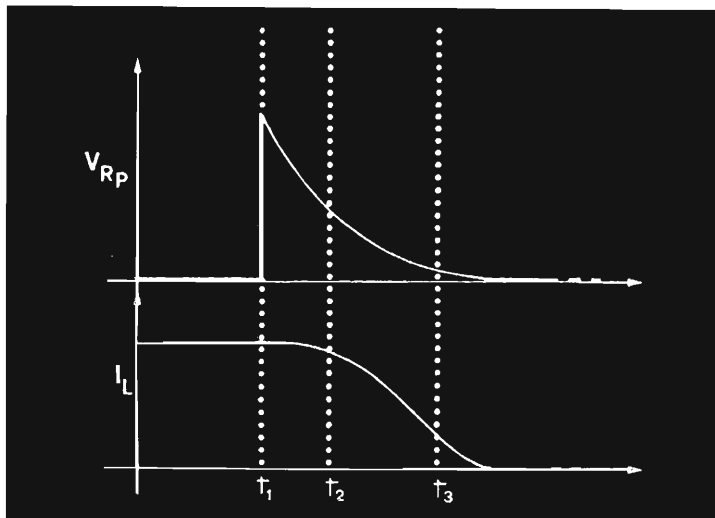



figura 2

L'istante t_1 rappresenta questa volta l'attimo nel quale il pulsante dalla precedente posizione di chiuso viene rilasciato.

L'energia viene quindi ceduta alla resistenza R_p in base al modo precedentemente descritto.
Le proprietà fisiche di una induttanza vedono applicazione diretta nell'elettrotecnica la quale sfrutta in molte applicazioni il campo magnetico (motori, trasformatori, etc.), mentre in elettronica molto spesso interessa il comportamento dell'induttore visto nei parametri corrente e tensione: molto semplicemente è come se si trattasse di una scatola chiusa dalla quale fuoriescono due reofori di un componente di cui sfruttiamo esclusivamente le proprietà elettriche e non gli effetti.
In elettronica infatti non interessa il fatto che un componente abbia certe caratteristiche elettriche grazie ad effetti interni a sé, bensì ciò che importa è esclusivamente il comportamento visto dal circuito esterno.
Un esempio in questo senso è il circuito « gyrator » che, per mezzo di un amplificatore operazionale, realizza il comportamento elettrico di un induttore.
Non si illuda, però, chi non sopporta l'idea di avvolgere filo, di avere risolto così i propri problemi in quanto l'induttore tradizionale resta un componente insostituibile in moltissime applicazioni.
La configurazione « gyrator » risulta convenientemente applicabile per realizzare « elevate » induttanze sfruttabili nel campo delle basse frequenze (vedi figura 3).
Le induttanze convenzionali vengono comunemente impiegate in RF e talvolta in AF, essenzialmente in circuiti oscillatori e in filtri.
Dato per scontato che la pratica realizzativa di un induttore sia unicamente l'operazione manuale di avvolgere del filo, è chiaro che tutto quanto concerne l'induttore per ciò che riguarda numero di spire, dimensioni, tipo di nucleo, etc. rappresenta ancora un aspetto non marginale della progettazione.

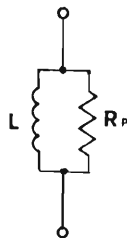
$$q = \frac{2\pi f L}{R_s} \qquad\qquad q = \frac{R_p}{2\pi f L}$$

$$R_s = \frac{2\pi f L}{q} \qquad\qquad R_p = 2\pi f L\, q$$

figura 3

Rappresentazione delle perdite distribuite resistive come circuito serie o parallelo e relative equazioni del coefficiente di bontà.

L'induttore reale si distacca, purtroppo, da quello teorico per la presenza di parametri parassiti resistivi e capacitivi e, in alcuni casi, per la intrinseca non linearità.
Naturalmente è opportuno conoscerne la natura in modo da operare con modifiche quanto più semplici ed efficaci possibile.
Il parametro parassita più frequentemente indesiderato è quello resistivo, essenzialmente dovuto a perdite per dissipazione nel conduttore utilizzato a causa della sua intrinseca resistenza e nell'eventuale nucleo magnetico.
Lo schema equivalente dell'induttore reale deve quindi comprendere pure una resistenza che rappresenta appunto le perdite per dissipazione (effetto Joule).
Lo schema equivalente viene comunemente disegnato in due modi diversi a seconda delle esigenze circuitali: il circuito equivalente serie e quello parallelo (vedi figura 4).

* * *

Per una classificazione immediata della qualità dell'induttore è stato introdotto il così detto « coefficiente di merito o di bontà » **Q** espresso da un semplice numero positivo (puro, ovvero non ha unità di misura) che indica immediatamente la qualità della bobina: un fattore di Q dell'ordine della decina rappresenta comunemente una bobina di mediocre qualità, mentre in onde corte valori compresi fra 100 e 200 sono caratteristici di induttori di più che buona qualità.
Sebbene non sempre il circuito richieda un così alto Q, è a nostro avviso consigliabile sovradimensionare in sede di progetto, dato che, come si è visto, per ridurre eventualmente questo parametro, è sufficiente intervenire ponendo in serie o in parallelo al componente resistenze di appropriato valore che andranno così ad addizionarsi alle perdite già presenti riducendo il Q sino al valore voluto.

$$L_{EQ} = \frac{R1}{(1 + A_O) 2\pi F_C} \qquad R_{EQ} = \frac{R1}{1 + A_O} \qquad Z_i = \frac{R1}{1 - A} \qquad F_{C(typ)} = \frac{159 \times 10^{-12}}{C_C} \text{ Hz}$$

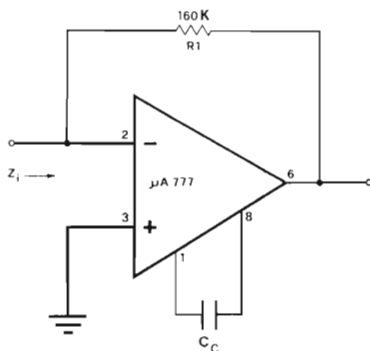
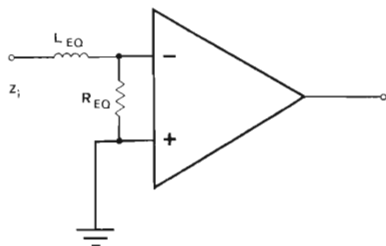
A_O = dc open loop gain

CIRCUITO EQUIVALENTE

figura 4

Circuito equivalente teorico e circuito pratico di un « giratore » con amplificatore operazionale.

Dovendo realizzare bobine a elevato coefficiente di bontà è necessario, come si è visto, ridurre le perdite del componente, ovverossia agire sulle cause principali che, come detto, sono la resistenza del filo e le perdite nel nucleo (correnti parassite di Focault).
La soluzione ideale per il primo problema sarebbe quella di realizzare componenti con conduttori di grosso diametro in argento.
Essendo però questa soluzione anti-economica viene comunemente utilizzato il rame. E' convenientemente utilizzato il rame argentato superficialmente in base al così detto « effetto pelle » secondo il quale le correnti ad alta frequenza tendono a scorrere sulla superficie esterna del conduttore trovando quindi un conduttore virtualmente d'argento, che ha ovviamente un costo inferiore a uno realizzato in argento massiccio.
L'impiego del filo di rame argentato è però caratteristico di componenti particolari, e quindi è raramente necessario che l'auto-costruttore debba usare filo simile.
Vogliamo però a questo punto porre in evidenza il fatto che, qualunque sia la configurazione dell'induttore. la scelta del tipo di filo impiegato agisce esclusivamente sul fattore di qualità della bobina.
Essendo il Q spesso un parametro non critico per il circuito nel quale il componente si viene a trovare, è discutibile che molti progettisti indichino, nella lista componenti delle apparecchiature da loro presentate, dati riguardanti induttanze tra i quali si leggono ben specificati i diametri per i fili degli avvolgimenti. Queste e altre cose hanno reso ostico agli occhi di molti il campo della RF e sarebbe ora che si cominciasse, prima di tutto,

a riportare nelle tabelle dei componenti il valore dell'induttanza e il Q di ogni bobina in modo che sarà poi l'autocostruttore a decidere di seguire o meno le ulteriori indicazioni per la realizzazione pratica del componente; in parole povere, i vincoli sono elettrici e non dimensionali: ognuno il suo induttore può realizzarlo come vuole e soprattutto con i materiali che riesce a reperire a patto che rispetti naturalmente il valore di induttanza e il Q necessari.
Prima però di passare alla pratica realizzativa degli induttori, è utile spendere due parole su un altro parametro indesiderato, quello capacitivo. La capacità (parassita) tra spira e spira dell'avvolgimento e quella distribuita, presente tra le connessioni del circuito, fanno sì che più che di una pura induttanza si debba parlare di un vero e proprio circuito oscillante; infatti una qualunque bobina è in grado di risuonare senza alcuna capacità aggiuntiva in parallelo.
E' importante che in sede di progetto si operi in modo tale che la frequenza di risonanza dell'induttore sia superiore a quella di lavoro: in questo modo si può ritenere il comportamento puramente induttivo e di valore sufficientemente prossimo rispetto a quello cercato.
Purtroppo però il calcolo della frequenza di risonanza implicherebbe una matematica non comprensibile a tutti e comunque porterebbe il semplice calcolo di una induttanza a una tale serie di calcoli da rendere vivamente consigliabile l'uso di un sofisticato calcolatore programmabile.

BOBINE IN ARIA

Il tipo più diffuso di induttore è sicuramente quello realizzato con filo avvolto in aria o su supporto cilindrico isolante.
Il calcolo di questo viene effettuato mediante l'equazione

$$L = 4 \pi^2 K n^2 d$$

dove n = n° spire e d = diametro dell'induttore, la quale implica un parametro K dipendente dal rapporto tra il diametro e la lunghezza dell'avvolgimento, parametro rilevabile del resto dal grafico 1 o dalla tabella 1 allegati.
La scelta del rapporto d/L deve essere effettuata dal costruttore tenendo presente che il massimo Q si ha approssimativamente quando il rapporto vale 0,5 da cui K = 0,01026.
Dalla formula di Nagaoka si ottiene la formula inversa per giungere al numero delle spire in funzione del valore di induttanza cercato:

$$N = \sqrt{\frac{L}{4 \pi^2 K d}}.$$

Come visibile, una simile equazione comporta scelte arbitrarie per quanto riguarda la lunghezza e il diametro del componente, per cui, per avere dimensioni accettabili e rendimento elettrico sufficiente, è necessario avere un certo « colpo d'occhio » ottenibile solo con una certa esperienza o quanto meno dall'osservazione di induttori già realizzati da altri e di valore similare.
Non male sarebbe a tal proposito prendere, per fare esperienza, un induttore, e con le formule sopra riportate calcolarne il valore per ottenere così una sommaria idea dello stesso. Inoltre, purtroppo, non è possibile conoscere, per le bobine in aria, con semplicità, il fattore di qualità e la gamma di frequenza di utilizzo del componente.

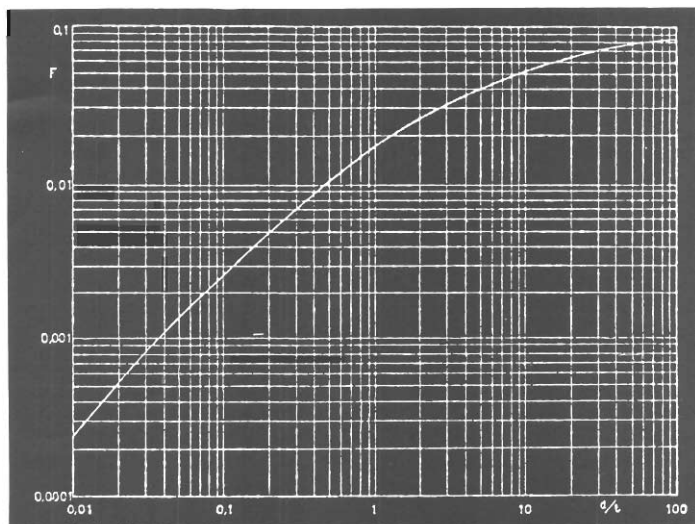



grafico 1

Coefficiente K nella formula di Nagaoka.

E' necessario ricordarsi che in una induttanza da pochi microhenry, quali quelle che si utilizzano nelle onde corte, la capacità parassita è dell'ordine massimo di alcuni picofarad e quindi sarà sufficiente, in sede di dimensionamento di un circuito oscillante, tenere conto dell'apporto di quest'ultimo parametro.
Come se non bastasse, ulteriori problemi nascono quando si tratta di induttori con nucleo: la caratteristica curva di isteresi dei materiali magnetici rende il componente non lineare e la cosa introduce una quantità di nuovi problemi.
Per quanto riguarda gli induttori per RF con nucleo regolabile, è assurdo che tanti progettisti presentino nelle già viste tabelle componenti induttanze delle quali riportano « ... su supporto di diametro ... con nucleo in ferrite regolabile ».
Ora, esiste una quantità di tipi di nuclei magnetici in ferrite dalle caratteristiche di permeabilità magnetica e di frequenza ottimale di lavoro così diverse da rendere spesso problematico il funzionamento delle copie della realizzazione originale.
A questo punto il Lettore potrebbe pensare che effettivamente la realizzazione di induttori di qualità, per uso amatoriale o professionale che sia, rappresenti una prerogativa di poche persone elette.
Come vedremo, invece, la soluzione c'è, anche se leggermente antieconomica se riferita all'ormai vecchio sistema dell'induttore in aria.

Diametro / lunghezza	K	Diametro / lunghezza		Diametro / lunghezza	K
0,00	0,0000000	1,50	0,02238	6,00	0,04293
0,02	0,0004972	1,55	0,02282	6,20	0,04344
0,04	0,000986	1,60	0,02325	6,40	0,04394
0,06	0,001467	1,65	0,02367	6,60	0,04443
0,08	0,001939	1,70	0,02408	6,80	0,04489
0,10	0,002404	1,75	0,02448	7,00	0,04534
0,12	0,002861	1,80	0,02487	7,20	0,04578
0,14	0,003310	1,85	0,02525	7,40	0,04621
0,16	0,003752	1,90	0,02562	7,60	0,04664
0,18	0,004186	1,95	0,02599	7,80	0,04705
0,20	0,004614	2,00	0,02635	8,00	0,04745
0,22	0,005034	2,10	0,02704	8,50	0,04840
0,24	0,005447	2,20	0,02771	9,00	0,04931
0,26	0,005854	2,30	0,02836	9,50	0,05016
0,28	0,006254	2,40	0,02898	10,00	0,05097
0,30	0,006647	2,50	0,02957	10,0	0,05097
0,32	0,007034	2,60	0,03015	11,0	0,05248
0,34	0,007415	2,70	0,03071	12,0	0,05386
0,36	0,007790	2,80	0,03125	13,0	0,05514
0,38	0,008159	2,90	0,03177	14,0	0,05633
0,40	0,008522	3,00	0,03228	15,0	0,05743
0,42	0,008883	3,10	0,03277	16,0	0,05845
0,44	0,009232	3,20	0,03325	17,0	0,05940
0,46	0,009578	3,30	0,03372	18,0	0,06030
0,48	0,009919	3,40	0,03417	19,0	0,06116
0,50	0,01026	3,50	0,03461	20,0	0,06197
0,55	0,01107	3,60	0,03503	22,0	0,06348
0,60	0,01186	3,70	0,03545	24,0	0,06486
0,65	0,01262	3,80	0,03585	25,0	0,06613
0,70	0,01335	3,90	0,03626	28,0	0,06732
0,75	0,01406	4,00	0,03665	30,0	0,0634
0,80	0,01474	4,10	0,03703	35,0	0,0708
0,85	0,01540	4,20	0,03740	40,0	0,0730
0,90	0,01604	4,30	0,03776	45,0	0,0750
0,95	0,01666	4,40	0,03811	50,0	0,0766
1,00	0,01726	4,50	0,03846	60,0	0,0794
1,05	0,01784	4,60	0,03880	70,0	0,0819
1,10	0,01840	4,70	0,03913	80,0	0,0841
1,15	0,01895	4,80	0,03946	90,0	0,0850
1,20	0,01948	4,90	0,03978	100,0	0,0877
1,25	0,02000	5,00	0,04009		
1,30	0,02050	5,20	0,04070		
1,35	0,02099	5,40	0,04128		
1,40	0,02147	5,60	0,04185		
1,45	0,02193	5,80	0,04240		

tabella 1

Valori di K nella formula di Nagaoka.

INDUTTORI A NUCLEO TOROIDALE

Da alcuni anni sono reperibili sul mercato con relativa facilità nuclei ferromagnetici di forma toroidale che racchiudono in sé una tale quantità di vantaggi da offrire ottime caratteristiche di ordine elettrico e meccanico nella realizzazione di induttori di medio-alta qualità.
Il primo innegabile vantaggio derivante dalla forma toroidale è quello per cui il flusso rimane circoscritto all'interno del componente stesso, cioè, contrariamente a quanto accade per i tipi di induttori trattati precedentemente per i quali il flusso con le sue linee di forza occupa tutto lo spazio circostante, nei toroidi le linee di forza, essendo circoscritte, non possono creare quegli effetti nocivi di accoppiamento tra induttori, che spesso sono causa di autooscillazioni, in base al principio del trasformatore.
Non si creda comunque di risolvere problemi di accoppiamento di una bobina in aria con uno schermo ferromagnetico perché se da una parte è vero che questo limita l'accoppiamento stesso, crea d'altro canto problemi irrisolvibili quali una diminuzione del Q del 20 ÷ 30 % e un discreto effetto capacitivo. Non è questo il solo vantaggio dei toroidi: non trascurabile il fatto che il nucleo stesso ha una permeabilità magnetica certamente superiore a quella dell'aria, permettendo così di realizzare un determinato valore di induttanza con un numero di spire sicuramente minore rispetto a quello dell'induttore in aria.
A questo punto il Lettore potrebbe chiedersi perché abbiamo precedentemente criticato la realizzazione di induttori cilindrici tradizionali con nucleo; prima di tutto è sufficiente riflettere su quanto precedentemente detto a riguardo del flusso magnetico concatenato con la bobina, per il quale i problemi rimangono, e in aggiunta a ciò per eliminare effetti di riduzione del Q dovuti a correnti parassite nel nucleo i toroidi sono realizzati (almeno quelli di cui parleremo) in una particolare polvere di ferro « divisa e isolata » a livello molecolare.
Questa fine tecnologia permette quindi di avere un materiale con una discreta permeabilità magnetica associata a trascurabili perdite per dissipazione nella sua struttura.
Tra le altre cose i nuclei toroidali Amidon al contrario dei nuclei in ferrite sono facilmente riconoscibili in quanto la permeabilità del materiale è facilmente rilevabile dall'osservazione del **colore** del nucleo toroidale stesso.

REALIZZAZIONE DEGLI INDUTTORI CON NUCLEO TOROIDALE AMIDON

Come vedremo il vantaggio principale dei nuclei **AMIDON** è la incredibile semplicità di dimensionamento: la Casa fornisce una serie di caratteristiche riportate da tabella A a tabella E che permettono una precisa scelta del nucleo più appropriato.
Questi ultimi sono di varia mescola e permeabilità, e sono individuati oltre che dal colore (che identifica la mescola) dalle dimensioni.
In pratica ogni nucleo viene indicato nelle tabelle con una siglatura, ad esempio T50-12 dove T significa toroide in polvere di ferro: 50 indica le dimensioni del nucleo rilevabili dalla prima tabella e 12 identifica la mescola n. 12 della quale nella tabella B si rilevano i colori caratteristici (verde e bianco) e le gamme di frequenza di corretto impiego e di massimo Q.

TAB A

IRON POWDER TOROIDAL CORES

IRON POWDER toroidal cores have become very popular with the radio amateurs because of their low loss, high-'Q', self shielding characteristics and their excellent stability. They have very favorable permeability factors for use at the amateur frequencies and are practically non-saturable. The advantages of iron powder toroidal cores have been treated in detail in many amateur magazine articles as well as other electronics literature. Also see ARRL Radio Amateur's Handbook.

PART NUMBER CODE: Part number indicates Outer Diameter as well as type of material.
Example: T-200-2 has an Outer Diameter of 2 inches with a #2 mix. Example: T- 50-6 has an Outer Diameter of ½ inch with a #6 mix.

IRON POWDER TOROIDAL CORES — **A_L VALUES** (uh/100 turns) — **ALL STOCK ITEMS**

CORE SIZE	41-Mix Green u=75 •	3-Mix Grey u=35 .05 - .5 MHz	15-Mix Rd & Wh u=25 .1 - 2 MHz	1-Mix Blue u=20 .5 - 5 MHz	2-Mix Red u=10 1 - 30 MHz	6-Mix Yellow u=8 10 - 90 MHz	10-Mix Black u=6 60 - 150 MHz	12-Mix Gn & Wh u=3 100 - 200 MHz	0-Mix Tan u=1 150 - 300 MHz
T-200 --	755	360	NA	NA	120	105	NA	NA	NA
T-184 --	1640	720	NA	NA	240	195	NA	NA	NA
T-157 --	970	420	NA	NA	140	115	NA	NA	NA
T-130 --	785	330	215	200	110	96	NA	NA	15.0
T-106 --	900	405	330	280	135	116	NA	NA	19.2
T- 94 --	590	248	NA	160	84	70	58	32	10.6
T- 80 --	450	180	170	115	55	45	34	22	8.5
T- 68 --	420	195	180	115	57	47	32	21	7.5
T- 50 --	320	175	135	100	50	40	31	18	6.4
T- 44 --	229	180	160	105	57	42	33	NA	6.5
T- 37 --	308	110	90	80	42	30	25	15	4.9
T- 30 --	375	110	93	85	43	36	25	16	6.0
T- 25 --	225	100	85	70	34	27	19	13	4.5
T- 20 --	175	90	65	52	27	22	16	10	3.5
T- 16 --	130	61	NA	44	22	19	13	8	3.0
T- 12 --	112	60	NA	48	24	19	12	7.5	3.0

NA - Not available in that size. • See Magnetic Properties Chart. Turns = $100\sqrt{\text{desired L (uh)} \div A_L \text{ Value (above)}}$
Add MIX number to CORE SIZE in space provided (--) for complete part number. All frequency figures optimum

NOTE: All cores are useful over a much broader frequency range than shown above, with an expected loss of 'Q.' See 'Magnetic-Properties' chart.

Physical dimensions

Core Size	Outer Diam. (in.)	Inner Diam. (in.)	Height (in.)	Cross Sect. Area cm^2	Mean Length cm	Core Size	Outer Diam. (in.)	Inner Diam. (in.)	Height (in.)	Cross Sect. Area cm^2	Mean Length cm
T-200	2.000	1.250	.550	1.330	12.97	T -50	.500	.303	.190	.121	3.20
T-184	1.840	.950	.710	2.040	11.12	T- 44	.440	.229	.159	.107	2.67
T-157	1.570	.950	.570	1.140	10.05	T- 37	.375	.205	.128	.070	2.32
T-130	1.300	.780	.437	.930	8.29	T- 30	.307	.151	.128	.065	1.83
T-106	1.060	.560	.437	.706	6.47	T- 25	.255	.120	.096	.042	1.50
T- 94	.942	.560	.312	.385	6.00	T- 20	.200	.088	.067	.034	1.15
T- 80	.795	.495	.250	.242	5.15	T- 16	.160	.078	.060	.016	0.75
T- 68	.690	.370	.190	.196	4.24	T- 12	.125	.062	.050	.010	0.74

The POWER HANDLING CAPABILITY of any iron powder or ferrite toroidal core is dependent upon circuit application and frequency, as well as core size and material. The formula for this calculation (taking all necessary factors into account) is rather involved, so perhaps the amateur would prefer to use the "rule-of-thumb" method instead. The T-200-2 (a 2 inch O.D. core) will handle at least 100 watts when used in a normally tuned LC tank circuit, and up to 1000 watts (transmitter input) when used as a Broad-band Antenna Balun. The power handling capabilities of the smaller size cores may be referenced to the T-200-2 as follows: When the O.D. of the T-200-2 is divided by two, the power figure should be divided by four, etc. To minimize the possibility of core saturation on power peaks, use the largest practical core that space and cost will permit. For those who wish to calculate mathematically, see Ampere's Law and Faraday's Law elsewhere in this flyer.

When designing for the best figure of merit ("Q"), the following suggestions apply: Use the entire periphery of the core for winding and use the largest wire size that is practicable, space the turns if necessary. "Q" is the inductive reactance divided by the copper resistance, so the wire or wires offering the least resistance will yield the highest "Q". It is sometimes advantageous to use smaller wire sizes in a bifilar or trifilar "ribbon" to create a low resistance—high "Q" inductor. The "Q" can be measured on a Boonton or Heathkit "Q" Meter. Relative "Q" can be observed by noting the depth of the dip on a GDO or Tunnel Dipper. Such readings are difficult on the smaller toroids and the use of a simple temporary link between the toroid and the GDO is suggested.

The "Q" of a tuned circuit is sometimes purposely reduced by bridging the circuit with a "swamping" resistor. Inadvertent "Q" reduction can result from swamping the toroid by incorporating it into a low impedance circuit. Use links, taps or secondaries to match impedances and thus protect the toroid "Q". The toroid lends itself to broadband r.f. transformers that offer wide spectral excursion and good efficiency. These are made by winding the primary and the secondary(s) bifilar or trifilar. This method is particularly effective in interstage work where extra tuning controls are not wished. The high "Q" of the toroid and the convenience of the "slug tuned" coil can be combined by connecting the two in series in a tuned circuit.

AMIDON Associates · 12033 OTSEGO STREET · NORTH HOLLYWOOD, CALIF. 91607

TAB B

IRON POWDER TOROIDAL CORES

When selecting powdered cores for a specific purpose it is helpful to understand the basic differences between the FERRITE and the IRON POWDER materials. Each group has a number of various sizes and mixes. Each mix has slightly different specifications in regard to permeability, saturation flux density, frequency range, temperature coefficient, etc. This offers the design engineer a wide choice in the selection of cores.

Basically, the FERRITE materials are a composition of magnesium, nickel, zinc, manganese, iron and other oxides. These elements are used in various proportions and particle-size to achieve certain desired characteristics in the final product.

FERRITES, such as those encountered in rods, beads and some toroid cores can offer a greater permeability-factor leverage. The permeability of FERRITE rods and beads will run from 125 to 2500 Mu. and other ferrite mixtures as high as 5000 Mu. This provides the advantage of achieving a relatively high inductance with minimum component size. Similar advantages apply to transformers having ferrite cores. The TV horizontal deflection transformer is a good example.

In view of this, one might reasonably ask: Why not use FERRITES for all inductive requirements? It is a matter of compromise between high permeability and stability. Usually, the higher the permeability of a material, the less stable it is apt to be in the higher frequency ranges. The IRON POWDER core can offer a compromise between high Mu gain and stability. These cores have permeability factors ranging from 90 down to about 3.5 Mu. which will yield inductors with excellent "Q" factors and extremely good stability over a wide range of flux levels, DC drives, and temperatures. In frequency-determining circuits, such as would be found in an oscillator or a carefully tuned RF amplifier operating above 100 Kc, the IRON POWDER core is ideal and offers maximum stability.

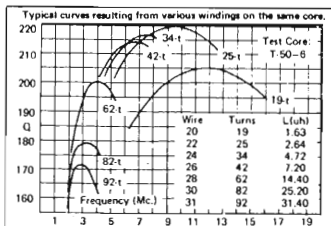
IRON POWDER cores are constructed of very finely divided iron powder particles which are insulated from each other. Using a binder medium, this material is pressed into the familiar toroid shape and baked at very high temperature. This procedure assures an even distribution of powder which contributes to the relatively constant effective permeability.

The spectral ranges of various iron-powder mixtures are determined by particle make-up, size and density. Extremely fine particles and thin, even distribution within the binder medium allow the production of highly stable cores for use in the UHF range and beyond. Therefore, they find themselves being used in circuitry from the simple audio choke to the more complex artificial delay lines working well above most amateur bands.

IRON POWDER cores are not easily saturated, therefore they are not recommended for DC to DC converters, magnetic amplifiers, memory circuits or any other circuit relying on core saturation for its operation. Circuits such as these require saturable cores, which FERRITES can provide.

All toroidal inductors are highly self-shielding. Most of the flux lines are contained wholly within the toroidal form, thereby keeping the flux density essentially uniform over its entire magnetic path. Stray magnetic fields have very little, if any, effect on toroids. It is seldom necessary to enclose each RF circuit in a little metal room of its own to prevent feedback and cross-talk. Toroids simply do not talk to each other.

Hopefully the data contained herein will be sufficient for the amateur to make a good choice in his selection of cores.

MAGNETIC PROPERTIES of IRON POWDER TOROIDAL CORES

Material	Color-code	Permeability	Temperature stability	Optimum frequency range	Typical frequency range
41 'HA'	Green	u = 75	975 ppm/°C	see note below	1KHz - 100KHz
3 'HP'	Gray	u = 35	370 ppm/°C	50KHz - 500KHz	20KHz - 1MHz
15 'GS6'	Red & Wh	u = 25	190 ppm/°C	100KHz - 2MHz	50KHz - 5MHz
1 'C'	Blue	u = 20	280 ppm/°C	500KHz - 5MHz	100KHz - 10MHz
2 'E'	Red	u = 10	95 ppm/°C	1MHz - 30MHz	150KHz - 50MHz
6 'SF'	Yellow	u = 8	35 ppm/°C	10MHz - 90MHz	1MHz - 120MHz
10 'W'	Black	u = 6	150 ppm/°C	60MHz - 150MHz	10MHz - 200MHz
12 'Irn-8'	Grn. & Wh	u = 3	*170 ppm/°C	100MHz - 200MHz	50MHz - 250MHz
0 'Ph'	Tan	u = 1		150MHz - 300MHz	100MHz - 350+MHz

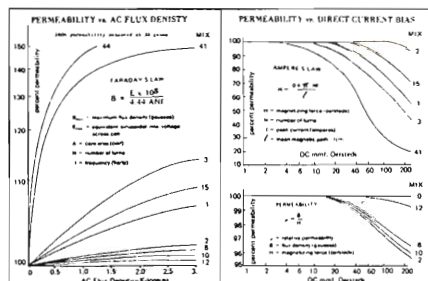
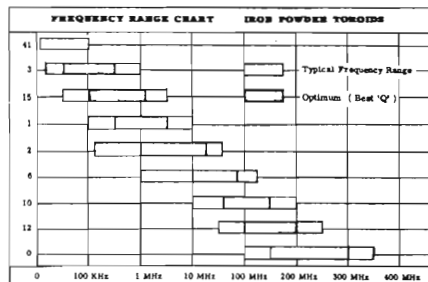
*Not Linear

For optimum 'Q' at a desired frequency, core size as well as material should be considered when selecting a core. In reference to the 'optimum-frequency-range column' the lower figure for any given material is based on the use of a large size test core. Likewise the higher figure is based on the use of a small size test core.

For some applications where 'Q' is not of prime importance, it is not necessary, and may not be desirable, to select the core from within the 'optimum-frequency-range' limits. One such application is the Broad-band Antenna Balun where a flat response is of prime consideration rather than high-Q.

The 41 - 'HP' material is primarily used in low frequency noise filters, low level pulse and power transformers, also solid state variable voltage and variable current devices where 'Q' is not an important factor. Its use in frequency determining circuits is not recommended.

NUMBER of TURNS vs. WIRE SIZE and CORE SIZE

Approximate maximum number of turns – single layer wound – enamelled wire.

Wire Size	T-200	T-130	T-106	T-94	T-80	T-68	T-50	T-37	T-25	T-12
10	33	20	12	12	10	6	4	1		
12	43	26	16	16	14	9	6	3		
14	54	32	21	21	18	13	8	5	1	
16	[illegible]	41	28	28	24	17	13	7	2	
18	86	53	37	37	32	23	18	10	4	1
20	111	67	47	47	41	29	23	14	6	1
22	140	86	60	60	53	38	30	19	9	2
24	177	108	77	77	67	49	38	25	13	4
26	223	137	97	97	86	63	50	33	17	7
28	281	173	123	123	108	80	64	42	23	9
30	366	217	154	154	138	101	81	54	29	13
32	439	272	194	194	171	127	103	68	38	17
34	567	346	247	247	218	162	132	88	49	23
36	683	424	304	304	268	199	162	108	62	30
38	875	544	389	389	344	256	208	140	80	39
40	1103	687	492	492	434	324	264	178	102	51

Actual number of turns may differ from above figures according to winding techniques, especially when using the larger size wires.
Chart prepared by Michael J. Gordon Jr. - WB9FHC

TAB C

IRON POWDER TOROIDAL CORES

Q—CURVES

Revision A

The following Q-curves will serve as a guide in the selection of R.F. Toroid Cores for your application. Performance extracts are typical of a wide variety of cores in our supply.

TAB D

IRON POWDER TOROIDAL CORES

Revision A

WINDING DATA

The following data is intended as a guide to help in the selection of suitable toroidal cores for your application. Each core/winding combination is shown at near maximum Q.

Core	L/100t ±5%	Wire	Turns	L(mh)	Q Test-Freq. (KHz)	Q
T-94-41	590 uh	#33	800	38.	15	46
T-80-41	450 uh	#30	400	7.9	30	43
T-130-3	*330uh	#28	200	1.14	60	142
		#28	400	4.2	80	176
		#30	800	18.	50	150
T-106-3	*405uh	#24	200	1.41	120	160
		#28	400	5.6	60	164
		#32	800	22.	30	126
T-94-3	248 uh	#28	100	.24	300	148
		#28	200	.88	200	148
		#30	400	3.58	100	158
T-80-3	180 uh	#28	100	.18	400	132
		#30	400	2.9	100	137
		#30	800	11.80	40	120
T-68-3	195 uh	#32	200	.82	200	130
		#33	400	3.4	100	125
T-50-3	175 uh	#32	100	.175	500	110
		#34	200	.620	200	108
T-37-3	110 uh	#33	100	.116	500	86
		#34	200	.480	300	96
T-25-3	100 uh	#34	50	.028	1000	66
		#34	100	.102	600	78
		#36	200	.380	400	86
T-12-3	60 uh	#36	25	.004	2000	32
		#40	50	.016	1500	32

**Values changed since last printing.*

Core	L/100t ±5%	Wire	Turns	L(uh)	Q Test-Freq. (MHz)	Q
T-130-2	110 uh	150/44	200	430.	.16	420
		220/44	170	253.	.20	500
T-106-2	135 uh	15/44	100	135.	.30	475
		#24	80	84.	1.	290
		#20	40	21.6	2.	360
T-94-2	84 uh	#30	125	130.	.90	232
		15/44	200	328.	.78	278
		15/44	400	1420.	.37	276
T-80-2	55 uh	#20	36	7.8	4.	280
		#26	80	37.	2.5	246
		#34	220	276.	.8	188
T-68-2	57 uh	#20	26	3.9	5.5	260
		#28	79	33.	2.5	240
		#34	187	192.	1.	190
T-50-2	*50uh	#20	19	2.08	6.4	207
		#30	79	33.	2.5	240
		#32	200	218.	.4	124
T-37-2	42 uh	#20	12	.64	8.	158
		#24	22	2,16	7.	170
		#26	28	3.34	6.	183
T-25-2	34 uh	#26	14	.72	12.	136
		#30	30	3.22	8.	162
		#36	65	14.5	5.	148
T-12-2	24 uh	#28	9	.19	21.	75
		#32	17	.65	15.	84
		#40	40	3.37	10.	85

Core	L/100t ±5%	Wire	Turns	L(uh)	Q Test-Freq. (MHz)	Q
T-94-6	70 uh	#16	25	4.7	5.	350
		#20	20	3.	6.	340
		#20	35	8.7	3.	339
T-80-6	45 uh	#20	15	1.1	10.	255
		#16	20	1.88	9.	317
		#20	28	3.6	6.	299
T-68-6	47 uh	#20	23	2.42	10.	304
		#20	15	1.08	10.	270
		#22	33	5.1	6.	305
T-50-6	40 uh	#18	14	.86	14.	252
		#22	25	2.60	10.	260
		#26	42	7.5	6.	244
T-37-6	30 uh	#20	12	.48	18.	181
		#22	17	.97	14.	194
		#26	28	2.45	10,	195
T-25-6	27 uh	#24	10	.30	21.	152
		#28	20	1.10	15.	164
		#36	67	11.7	6.	138
T-12-6	19 uh	#30	11	.23	25.	92
		#34	18	.56	20.	90
		#36	25	1.06	15.	96
T-80-10	34 uh	#16	10	.41	20.	195
		#18	15	.83	15.	202
		#26	30	2.91	10.	188
T-68-10	32 uh	#18	10	.37	20.	156
		#20	15	.79	15.	172
		#22	30	2.96	10.	176
T-50-10	31 uh	#20	10	.37	25.	178
		#20	15	.81	18.	190
		#22	20	1.38	13.	188
T-37-10	25 uh	#20	8	.20	30.	138
		#22	15	.61	20.	165
		#26	25	1.54	15.	163
T-25-10	19 uh	#22	7	.12	45.	136
		#24	9	.18	35.	141
T-12-10	12 uh	#28	7	.06	60.	120
		#30	11	.16	40.	101
		#32	14	.26	35.	87
T-37-12	15 uh	#20	4	.05	120.	142
		#20	6	.09	80.	132
T-25-12	13 uh	#22	6	.07	120.	127
		#26	10	.16	60	130
		#26	14	.28	45.	130
T-12-12	8.5 uh	#28	5	.04	160.	113
		#28	7	06	120.	134
		#30	11	.11	100.	100

USEFUL INDUCTANCE AND TURNS FORMULA:

$$\frac{L_1}{N_1^2} = \frac{L_2}{N_2^2}$$

The desired inductance or number of turns, using a particular core, may be calculated with this formula when the inductance per 100 turns is known.

L_1 = Known inductance per 100 turns

N_1 = 100 turns

L_2 = Inductance (known or unknown

N_2 = Number of turns (known or unknown)

AMIDON Associates · 12033 OTSEGO STREET · NORTH HOLLYWOOD, CALIF. 91607

FERRITE TOROIDAL CORES

Ferrites are used extensively in the electronics field for a variety of valid reasons. The inductive magnifications resulting from their high permeability factors are employed to good advantage from Audio to UHF. The high electrical resistance, low magnetic circulatory losses and hi Mu's make them naturals for loading coils, wide-band transformers, filter circuit elements, pulse transformers and RF transformers. Where circuit criteria permit, Ferrite cores allow inductive values that are not otherwise obtainable unless the economies of space, cost and weight are ignored.

Ferrites are magnetic compounds that are formed with binders to create the desired core shapes. Iron oxide is combined with other metallic oxides to make a mix that possesses the required performance traits that the art demands. These additives usually include the oxides of Nickel, Manganese, Zinc or Magnesium. The manufacturing process results in a hard ceramic-like substance that provides the desirable qualities of physical ruggedness, high permeability factors and low eddy current losses.

FERRITE TOROIDS PHYSICAL PROPERTIES

CORE SIZE	OD	ID	Hgt	A_e	l_e	V_e	A_s	A_w
FT- 23 --	.230	.120	.060	.00330	.529	.00174	.1264	.01131
FT- 37 --	.375	.187	.125	.01175	.846	.00994	.3860	.02750
FT- 50 --	.500	.281	.188	.02060	1.190	.02450	.7300	.06200
FT- 82 --	.825	.520	.250	.03810	2.070	.07890	1.7000	.21200
FT-114 --	1.142	.748	.295	.05810	2.920	.16950	2.9200	.43900

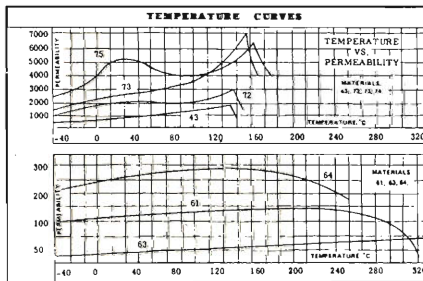
OD - Outer diameter (inches)
I D - Inner diameter (inches)
Hgt - Height (inches)
A_w - Total window area $(in)^2$
A_e - Effective magnetic cross-sectional area $(in)^2$
l_e - Effective magnetic path length (inches)
V_e - Effective magnetic volume $(in)^3$
A_s - Surface area exposed for cooling $(in)^2$

FERRITE TOROIDS A_L - CHART (mh/1000-t)

CORE SIZE	63-Mix u=40	61-Mix u=125	43-Mix u=950	72-Mix u=2000	75-Mix u=5000
FT- 23 --	7.9	24.8	189.0	396.0	990.0
FT- 37 --	17.7	55.3	420.0	884.0	2210.0
FT- 50 --	22.0	68.0	523.0	1100.0	2750.0
FT- 82 --	23.4	73.3	557.0	1172.0	2930.0
FT-114 --	25.4	79.3	603.0	1268.0	3170.0

Number turns = $1000 \sqrt{\text{desired L (mh)} \div A_L\text{-value (above)}}$

An easy appreciation of the ways of Ferrite toroid cores might begin with the recalling that they, like many other other devices, are subject to "trade-offs." The material recipes of the Ferrite cores are such that perfect thermal stability is sometimes sacrificed for higher permeability. When Mu is taken into consideration, the thermal stability of Ferrites is better than you would expect. As shown here in the thermal chart, the stability decreases as the permeability factor increases. The wide thermal excursion in the chart should be compared with the probable in-use range and it will be seen that a short section of each curve comes into play and more relative stability exists.

The comparative ease with which some Ferrite cores can be saturated presents some problems and some benefits. The problems include "lock-up" which changes and then immobilizes the inductive value of the Ferrite cored component. This can mean detuning with saturation or flat-topping with its attendant harmonic content. Sharp corners are always rich in harmonics. Where harmonics are sought or can be tolerated, the Ferrite core can be employed as a radio frequency automatic limiter in transmitter stages. The saturation plateau on each RF half-cycle clips the signal level to a finite value.

FERRITE MAGNETIC PROPERTIES

Property	Unit	63-Mix	61-Mix	43-Mix	72-Mix	75-Mix
Initial Perm.		40	125	950	2000	5000
Maximum Perm.		125	450	3000	3500	8000
Saturation Flux Density @ 13 oer	Gauss	1850	2350	2750	3500	3900
Residual Flux Density	Gauss	750	1200	1200	1500	1250
Curie Temp.	°C	500	300	130	150	160
Vol. Resistivity	ohm/cm	1×10^8	1×10^8	1×10^5	1×10^2	5×10^2
Opt. Freq. Range	MHz	15 - 25	.2 - 10	.01 - 1	.001 - 1	.001 - 1
Specific Gravity		4.7	4.7	4.5	4.8	4.8
Loss Factor	$\frac{1}{u\,Q}$	9.0×10^{-5} @ 25 MHz.	2.2×10^{-5} @ 2.5 MHz	2.5×10^{-5} @ .2 MHz	9.0×10^{-6} @ .1 MHz	5.0×10^{-6} @ .1 MHz
Coercive Force	Oer.	2.40	1.60	0.30	0.18	0.18
Temp. Co-eff of Initial Perm.	%/°C 20-70°C	.10	.10	.20	.60	see curve

Since the ring-like configuration of the Toroid core allows the ultimate in Ferrite property utilization, we feature a wide choice of that core form. Ferrite toroid cores of the more popular sizes in materials 43, 61, 63, 72 and 75 are available for immediate shipment from the large AMIDON stock.

Some of the more esoteric terms and definitions relating to Ferrite magnetic material behavior are beyond the scope of these Flyer Notes but are prominent in the in-depth literature.

In tabella B, oltre alla presentazione delle caratteristiche salienti, cosa del resto già da noi parzialmente descritta, vi sono anche altre tabelle utili a una prima visione di insieme e che possono fornire dati quali il tipo di materiale da utilizzare in funzione della frequenza di lavoro, la permeabilità relativa a ognuna di queste « miscele » e il massimo numero di spire avvolgibili su un toro di determinate dimensioni in funzione del diametro del filo.
In tabella C sono maggiormente evidenziati gli andamenti dei Q determinati dalla mescola, dalle dimensioni e dal numero di spire in funzione della frequenza, cosa questa utilissima sia per una scelta iniziale che per una verifica finale del Q dell'induttore realizzato.
Nella tabella D sono raccolti tutti i parametri per il calcolo e la realizzazione della induttanza.

ESEMPIO DI CALCOLO

Per semplificare e rendere più chiara la procedura da seguirsi nella consultazione delle tabelle e per la realizzazione pratica di un induttore toroidale immaginiamo di dover ora dimensionare un circuito oscillante alla frequenza di 14,2 MHz.
Il Q richiesto minimo supponiamo sia 150.
La classica formula del circuito oscillante permette un numero infinito di combinazioni, capacità-induttanza per ogni frequenza.
Qui la scelta sarebbe nuovamente arbitraria, se non che considerazioni di carattere pratico suggeriscono come prima cosa l'impiego di un compensatore in quanto non si può agire sulla induttanza per poter avere in pratica l'esatta frequenza di risonanza voluta.
In secondo luogo la capacità di questo deve essere tale da far sì che sia trascurabile l'apporto delle capacità parassite già viste, pur rimanendo quanto più bassa possibile affinché il Q di questo, non potendo essere infinito, non vada a ridurre il fattore di merito dell'intero circuito oscillante e di conseguenza la sua selettività.
Come precedentemente detto, le capacità parassite in un simile circuito sono dell'ordine di alcuni picofarad e quindi scegliere una capacità fissa di ordine dieci volte superiore (decine di picofarad) rappresenta una valida scelta, almeno nel campo delle onde corte.
Sono comunemente in commercio, ad esempio, compensatori con escursione del valore tra 10 e 60 pF ceramici che al basso costo uniscono un sufficiente valore di Q.
Per tutelarsi dalle variazioni di induttanza dovute alle tolleranze costruttive e ai già visti parametri parassiti, è conveniente prendere come capacità di risonanza quella caratteristica della posizione di metà corsa del compensatore che nel caso di componenti a variazione lineare vale 35 pF.
Nota la capacità, è quindi possibile trovare il valore della induttanza dall'equazione:

$$L = \frac{1}{2 \pi f C}$$

dove f = frequenza in Hz (hertz); C = capacità in F (farad); L = induttanza in H (henry).

Nel caso particolare:

$$L = \frac{1}{(2\pi \cdot 14{,}2 \cdot 10^{6})^2 \times 35 \cdot 10^{12}} =$$

$$\frac{1}{(8{,}92 \cdot 10^{7})^2 \times 35 \cdot 10^{12}} =$$

$$\frac{1}{7{,}96 \cdot 10^{15} \times 35 \cdot 10^{12}} = \frac{1}{2{,}79 \cdot 10^{5}} = 3{,}59 \cdot 10^{6}\ \text{H} \simeq 3{,}5\ \mu\text{H}.$$

A questo punto è necessario scegliere il nucleo toroidale più adatto per realizzare il voluto valore di induttanza alla voluta frequenza e con un valore di Q maggiore o uguale rispetto a quello richiesto.
E' ora necessario scegliere attraverso le tabelle B o C il materiale e la dimensione caratterizzate da un sufficiente Q alla frequenza di lavoro: dalla tabella C si rilevano sufficienti Q per toroidi quali T68-6; T50-6; T37-6; T80-10; T68-10; T50-10; T25-6, e qui la scelta del nucleo da utilizzare si fa nuovamente arbitraria; si tratta però di scegliere tra diversi modi di realizzare componenti che rispondono tutti alle esigenze di partenza, condizione questa raramente verificata quando si tratta di induttori ad alto Q realizzati in aria.
Ora la scelta viene effettuata in base a considerazioni di carattere pratico quali dimensioni, costo, reperibilità e numero delle spire da avvolgere.
Rivolgendo attenzione, però, alla tabella C è visibible come con valori di induttanza dell'ordine di quello da realizzare il materiale 10 abbia caratteristiche più che soddisfacenti per le nostre esigenze.
Per il calcolo delle spire dalla tabella D si ricava la induttanza per 100 spire di avvolgimento che vale 34 μH e che deve essere inserita nella equazione:

$$n = \sqrt{\frac{1 \cdot 10^{4}}{L/100\,t} \cdot L}$$

dove $L/100\,t$ = induttanza per 100 spire; L = induttanza richiesta; n = numero spire da avvolgere.
Si avrà quindi:

$$n = \sqrt{\frac{1 \cdot 10^{4}}{34 \cdot 10^{6}} \cdot 3{,}6 \cdot 10^{6}} =$$

$$\sqrt{2{,}94 \cdot 10^{8} \cdot 3{,}6 \cdot 10^{6}} = \sqrt{1.058{,}2} = 32{,}54 \simeq 33\ \text{spire}.$$

Per quanto riguarda il diametro del filo la tabella D sotto la colonna WIRE (filo) indica il tipo di questo utilizzato secondo le norme americane, riportate nella tavola di conversione dove la prima colonna rappresenta il numero del filo (nel caso specifico # 16) e dove la seconda colonna riporta il relativo diametro in millesimi di pollice, dove questo vale 2,54 cm.

TAVOLA CONVERSIONE MISURE

COPPER-WIRE TABLE

Wire Size A.W.G. (B&S)	Diam. in Mils[1]	Circular Mil Area	Turns per Linear Inch[2]			Cont.-duty current[3] single wire in open air	Cont.-duty current[3] wires or cables in conduits or bundles	Feet per Pound, Bare	Ohms per 1000 ft. 25° C.	Current Carrying Capacity[4] at 700 C.M. per Amp.	Diam. in mm.	Nearest British S.W.G. No.
			Enamel	S.C.E.	D.C.C.							
1	289.3	83690	—	—	—	—	—	3.947	.1264	119.6	7.348	1
2	257.6	66370	—	—	—	—	—	4.977	.1593	94.8	6.544	3
3	229.4	52640	—	—	—	—	—	6.276	.2009	75.2	5.827	4
4	204.3	41740	—	—	—	—	—	7.914	.2533	59.6	5.189	5
5	181.9	33100	—	—	—	—	—	9.980	.3195	47.3	4.621	7
6	162.0	26250	—	—	—	—	—	12.58	.4028	37.5	4.115	8
7	144.3	20820	—	—	—	—	—	15.87	.5080	29.7	3.665	9
8	128.5	16510	7.6	—	7.1	73	46	20.01	.6405	23.6	3.264	10
9	114.4	13090	8.6	—	7.8	—	—	25.23	.8077	18.7	2.906	11
10	101.9	10380	9.6	9.1	8.9	55	33	31.82	1.018	14.8	2.588	12
11	90.7	8234	10.7	—	9.8	—	—	40.12	1.284	11.8	2.305	13
12	80.8	6530	12.0	11.3	10.9	41	23	50.59	1.619	9.33	2.053	14
13	72.0	5178	13.5	—	12.8	—	—	63.80	2.042	7.40	1.828	15
14	64.1	4107	15.0	14.0	13.8	32	17	80.44	2.575	5.87	1.628	16
15	57.1	3257	16.8	—	14.7	—	—	101.4	3.247	4.65	1.450	17
16	50.8	2583	18.9	17.3	16.4	22	13	127.9	4.094	3.69	1.291	18
17	45.3	2048	21.2	—	18.1	—	—	161.3	5.163	2.93	1.150	18
18	40.3	1624	23.6	21.2	19.8	16	10	203.4	6.510	2.32	1.024	19
19	35.9	1288	26.4	—	21.8	—	—	256.5	8.210	1.84	.912	20
20	32.0	1022	29.4	25.8	23.8	11	7.5	323.4	10.35	1.46	.812	21
21	28.5	810	33.1	—	26.0	—	—	407.8	13.05	1.16	.723	22
22	25.3	642	37.0	31.3	30.0	—	5	514.2	16.46	.918	.644	23
23	22.6	510	41.3	—	37.6	—	—	648.4	20.76	.728	.573	24
24	20.1	404	46.3	37.6	35.6	—	—	817.7	26.17	.577	.511	25
25	17.9	320	51.7	—	38.6	—	—	1031	33.00	.458	.455	26
26	15.9	254	58.0	46.1	41.8	—	—	1300	41.62	.363	.405	27
27	14.2	202	64.9	—	45.0	—	—	1639	52.48	.288	.361	29
28	12.6	160	72.7	54.6	48.5	—	—	2067	66.17	.228	.321	30
29	11.3	127	81.6	—	51.8	—	—	2607	83.44	.181	.286	31
30	10.0	101	90.5	64.1	55.5	—	—	3287	105.2	.144	.255	33
31	8.9	80	101	—	59.2	—	—	4145	132.7	.114	.227	34
32	8.0	63	113	74.1	62.6	—	—	5227	167.3	.090	.202	36
33	7.1	50	127	—	66.3	—	—	6591	211.0	.072	.180	37
34	6.3	40	143	86.2	70.0	—	—	8310	266.0	.057	.160	38
35	5.6	32	158	—	73.5	—	—	10480	335	.045	.143	38-39
36	5.0	25	175	103.1	77.0	—	—	13210	423	.036	.127	39-40
37	4.5	20	198	—	80.3	—	—	16660	533	.028	.113	41
38	4.0	16	224	116.3	83.6	—	—	21010	673	.022	.101	42
39	3.5	12	248	—	86.6	—	—	26500	848	.018	.090	43
40	3.1	10	282	131.6	89.7	—	—	33410	1070	.014	.080	44

[1] A mil is .001 inch. [2] Figures given are approximate only; insulation thickness varies with manufacturer. [3] Max. wire temp. of 212° F and max. ambient temp. of 135° F. [4] 700 circular mils per ampere is a satisfactory design figure for small transformers, but values from 500 to 1000 c.m. are commonly used.

Il valore trovato rappresenta quello utilizzato dalla AMIDON per i propri tests, ovvero per avere il Q indicato in tabella D. E' ovvio comunque che il diametro del filo è tutt'altro che tassativo, in quanto che diametri leggermente più piccoli non alterano sostanzialmente il valore del Q (siamo abbondantemente al di sopra del valore richiesto) e diametri maggiori portano senz'altro a Q superiori a patto che il filo non sia così grande e difficilmente lavorabile al punto da non poter più « aderire » alla superficie del toroide.

Quando infatti il filo non dovesse aderire perfettamente lungo tutta la superficie, si avrebbero nuovi problemi derivanti dal fatto che si creerebbe del flusso magnetico disperso che comporterebbe la perdita del vantaggio primo di questo tipo di induttori.

A questo punto si ha un componente dalle caratteristiche sicuramente superiori a quelle necessarie.

Come visto, anche in questo tipo di dimensionamento esistono diverse scelte arbitrarie, ma riguardanti esclusivamente considerazioni pratiche e non più caratteristiche elettriche.

L'impiego di questi nuclei, quindi, permette di giungere con **certezza** al componente adatto per ogni applicazione.

In conclusione, riteniamo utile presentare i toroidi in ferrite, sempre dell'AMIDON, che uniscono i vantaggi della forma toroidale alle caratteristiche della ferrite che in casi particolari presenta notevoli vantaggi se confrontata con la tecnologia della polvere di ferro.

Questi componenti presentano una elevatissima permeabilità magnetica che permette quindi di realizzare con poche spire avvolte valori di induttanza di ordine sicuramente superiore a quelle realizzabili con le già viste mescole in polvere di ferro.

Avendo però la ferrite caratteristiche per certi aspetti inferiori a quelle dei componenti già visti, riteniamo che le applicazioni di questo tipo di tori riguardino essenzialmente la realizzazione di induttanze destinate a operare nello spettro delle basse frequenze o come induttanze di blocco, dove appunto occorrono reattanze elevate (disaccoppiamento lungo la linea di alimentazione di trasmettitori a transistors di alta potenza e simili particolari applicazioni).

Questi componenti si distinguono dai già visti tipi di tori per la sigla FT; il loro dimensionamento nell'uso come impedenze di blocco (chokes) è tutt'altro che critico a patto di realizzare una reattanza sufficientemente elevata.

Indicativamente, per ciò che riguarda lo spettro delle onde corte una decina di spire con una permeabilità del nucleo di 1.000 realizza una reattanza più che sufficiente per i normali problemi di disaccoppiamento specialmente se la cella di filtro impiega condensatori a bassa componente induttiva.

La spesa a cui si va incontro realizzando questi componenti è lievemente superiore se confrontata al pressoché nullo costo del classico componente in aria, ma se pensiamo all'eventuale schermo accessorio di cui si avrebbe spesso necessità per gli induttori tradizionali e al problema del fissaggio meccanico di questi ultimi non si va forse molto lontani dalla realtà nell'affermare che questa differenza di costo non è sempre presente e quando dovesse esistere sarebbe pienamente giustificata dai vantaggi e dalla qualità introdotti.

Per quanto riguarda invece la reperibilità di questi componenti vi è purtroppo da rilevare che questa potrebbe e dovrebbe senz'altro essere migliore.

Uno dei motivi che ci ha spinto a questa modesta trattazione divulgativa è stato proprio il desiderio di **sensibilizzare i Rivenditori di materiale elettronico** e spingerli a procurarsi e a fornire questo tipo di materiale.
La situazione non è comunque del tutto sfavorevole: qui a Modena sono reperibili con relativa facilità a un prezzo che si aggira (a seconda del tipo e delle dimensioni) mediamente sul migliaio di lire, e abbiamo avuto modo di « vederli » nelle principali Città italiane (in genere) e sempre in occasione di Fiere-mercato per radioamatori; tra l'altro alcune Ditte li forniscono anche tramite spedizioni postali.
Una ultima raccomandazione: vista l'alta tecnologia impiegata, non è concepibile realizzarli « in casa » né, tanto meno, la soluzione di realizzare « toroidi quadrati », impiegando tronchi di nucleo in ferrite incollati (la permeabilità della colla è dello stesso ordine di quella dell'aria!) è valida perché questi hanno un comportamento simile se non peggiore di quello dei più scadenti induttori tradizionali con nucleo in ferrite.

BIBLIOGRAFIA

1 - The Radio Amateur's Handbook 1978 A.R.R.L. (55ª Edizione).
2 - Applications manual FAIRCHILD August '78.
3 - Manuale del perito in elettronica, telecomunicazioni, energia nucleare. Edizioni Cremonese 1975.
4 - Dr. Ing. G. Lotti - Dr. Ing. A. Montanari: Tecnologia delle costruzioni elettroniche, La Tecno editrice - Fermo.

ICOM presenta il "ricetrans degli anni '80"

IC 720

- **Copertura continua in RX***
- **Trasmissione a doppio VFO**
- **Simplex o duplex**
- **Gestione a microprocessori**
- **Tastiera a 16 funzioni**
- **Passi da 10 KHz - 1 KHz - 100 Hz - 10 Hz**
- **Up o down di 1 MHz**
- **Commutazione automatica LSB - USB**
- **Filtro variabile BBT**

Dalla Icom oggi il nuovo IC-720. Un ricevitore a copertura continua da 1 a 30 MHz a scalini di 1 MHz. Un trasmettitore su tutte le frequenze radioamatoriali, incluse le nuove frequenze WARC '79. Un doppio VFO inserito, la possibilità di salire o scendere di frequenza premendo dei tasti.
Il modo moderno di comunicare, con una facilità di operazioni ineguagliabile.
Ecco perchè l'ultimo arrivato in casa ICOM è stato definito il capolavoro degli anni '80.

Frequenza:
ricevitore da 0.1 a 30 MHz
trasmettitore da 1.8 a 2.0 MHz
da 3.5 a 4.1 MHz
da 6.9 a 7.5 MHz
da 9.9 a 10.5 MHz
da 13.9 a 10.5 MHz
da 17.9 a 18.5 MHz
da 20.9 a 21.5 MHz
da 24.5 a 25.1 MHz
da 28.0 a 30.0 MHz
Impedenza d'antenna: 50 omhs
Alimentazione: 13.8V D.C. ± 15% negativo a massa
Dimensione: altezza cm 111 larghezza cm 241 profondità cm 311
Peso: 7.5 kg
Emissione: CW - RTTY - SSB - ULSB/LSB - AM
Potenza d'uscita: SSB 10 W 100 W PEP - AM 40 W
Spurie: più di 60 dB sotto il livello massimo d'uscita
Armoniche: più di 60 dB sotto il livello massimo d'uscita

* Solo la parte ricevente è a copertura continua.

PS 15 Alimentatore 13.8VCC/220V CA

Exclusive Agent

Milano - Via f.lli Bronzetti, 37 ang. C.so XXII Marzo Tel. 7386051

sempre più piccole, sempre più potenti!

I0KTH, Alessandro Marcolini

In questo nostro vorticoso mondo non passa praticamente giorno che la tecnologia non ponga a nostra disposizione qualche nuovo prodotto; in special modo nel campo della microelettronica le prestazioni dei μp e delle memorie migliorano con velocità impressionante.
E' proprio di questa primavera l'annuncio, da parte della INTEL, della commercializzazione di una memoria, la 2816, novità assoluta sul mercato.
Naturalmente, pur essendo in vendita, non è ancora disponibile per l'hobbista, ma, date le sue notevoli caratteristiche, si prevede una sua larga diffusione in tempi brevi.

Si tratta in sostanza di una memoria E²PROM, costruita con una nuova tecnologia elaborata dalla stessa INTEL nel corso del 1980, denominata HMOS-E.
Prerogativa principale della HMOS-E è la forte riduzione dell'area di silicio necessaria alla costruzione dei dispositivi, rispetto alle tecnologie tradizionali.
In figura 1 si può notare come a un incremento della capacità di memoria faccia riscontro una riduzione di occupazione, del tempo massimo di accesso e del consumo per bit.

Tipo	Tecnologia	Dimensione (1)	t_{ACC} max	Consumo Bit
1702A	PMOS	146	1000 ns	.239 mW
2708	NMOS	174	450 ns	.098 mW
2716	NMOS	154	450 ns	.032 mW
2732	NMOS	199	450 ns	.022 mW
2732A	HMOS-E *	147	200 ns	.022 mW
2764	HMOS-E *	180	200 ns	.011 mW
2816	HMOS-E *	157	250 ns	.030 mW

figura 1

Le dimensioni sono date in millesimi quadrati di pollice (1 millesimo quadrato di pollice = 6,25 × 10^{-3} cm^2); notare che la 1702 A è una 256 × 8 bit, mentre la 2816 è una 2K × 8 bit!

Dato che la dimensione è strettamente legata ai costi di fabbricazione, e in ultima analisi ai prezzi di vendita, risalta la potenzialtià del basso prezzo dei dispositivi HMOS-E.
La INTEL realizza anche la ben nota RAM 2114 (1Kx4), la più popolare del momento, con tecnologia HMOS-E; la nuova memoria, chiamata 2114 AL, offre minor tempo di accesso e minor dissipazione per bit, e naturalmente è identica pin-to-pin alla 2114 normale.
Da notare che nella 2114 AL è stata realizzata un'economia del 32 % sull'area del chip!

Le caratteristiche comparate si trovano in figura 2.

1024 X 4 BIT STATIC RAM

	2114AL-2	2114AL-3	2114AL-4	2114A-4	2114A-5	2114
Max. Access Time (ns)	120	150	200	200	250	300
Max. Current (mA)	40	40	40	70	70	85

figura 2

Caratteristiche comparate della 2114AL (tecnologia HMOS-E) e della 2114 (tecnologia NMOS).

Ma cosa vuol dire E²PROM? Significa: EEPROM, Electrically Erasable and Programmable Read Only Memory.
Si tratta quindi di una memoria non volatile a lettura maggioritaria, che può essere sia scritta sia cancellata elettricamente.
Si differenzia dalla EAROM (Electrically Alterable Read Only Memory), anche questa cancellabile elettricamente, per il fatto che la E²PROM non è sensibile al numero dei cicli di lettura: sotto questo punto di vista può essere considerata equivalente alla EPROM, e cioè in grado di mantenere l'informazione per anni, indipendentemente dal numero di volte che viene letta.
La E²PROM differisce sostanzialmente dalla EPROM nel ciclo di cancellazione: non più ingombranti e spesso introvabili lampade all'ultravioletto, non più decine di minuti persi aspettando l'effetto dei raggi!
Sono sufficienti impulsi di tensione di 21 V e durata 10 msec su di appositi pins, come vedremo in seguito.
Infine, ma non per importanza, la possibilità di cancellare tutta la memoria oppure un solo byte per volta, cosa impensabile per la EPROM.
Se commettiamo un errore programmando una E²PROM non dovremo cancellare, con gran danno per i nervi, tutto ciò che abbiamo « scritto » e ricominciare da capo, ma cancelliamo il solo byte errato; e il tutto in 10 msec!
La velocità media di cancellazione-scrittura è quindi nettamente aumentata.
L'unica limitazione è che la ritenzione dei dati scritti è garantita « solo » per diecimila cicli di cancellazione-scrittura; questo però non è un grave handicap, in quanto la 2816 non è destinata a un uso tipo RAM.
La cella di memoria è molto simile a quella della EPROM; la differenza più significativa è l'avvallamento del primo livello di silicio policristallino (gate fluttuante), visibile in figura 3, che permette l'effetto Tunnel su cui si basa il funzionamento del dispositivo.

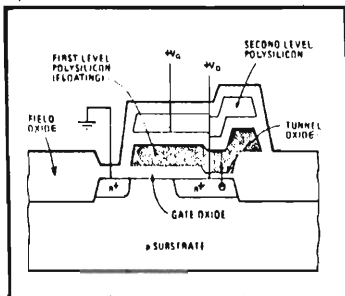



figura 3

Spaccato della cella elementare di memoria E^2 PROM.

Questo effetto Tunnel si ha tra il gate fluttuante e il drain; sotto l'effetto di tensioni applicate dall'esterno gli elettroni superano la barriera di potenziale rappresentata dall'ossido di silicio, che è isolante, e possono quindi passare tra il gate fluttuante e il drain, o viceversa.
Da notare che lo spessore dell'ossido in corrispondenza all'avvallamento è di soli 200 Å (1 Å = 10^{-7} mm)!
La scrittura di un 1 o di uno 0 nella cella avviene rispettivamente per mezzo dello svuotamento o di un immagazzinamento di elettroni nel gate fluttuante.
Questo effetto si ottiene applicando, per un tempo di 10 msec, una tensione di segno opportuno tra il gate normale (secondo livello di silicio policristallino) e il drain.
Ad esempio, per memorizzare un 1 è necessario svuotare dalle cariche negative il gate fluttuante, e ciò si ottiene applicando 21 V con il positivo al drain e il negativo al gate normale; per effetto Tunnel gli elettroni attraversano l'ossido per giungere nel drain, dove sono neutralizzati dalle cariche positive applicate dall'esterno.
In assenza di tensioni applicate, la carica immagazzinata resterà inalterata per un periodo dell'ordine delle decine di anni, poiché il silicio policristallino è completamente circondato dall'ossido, ottimo isolante.
La memoria 2816 è organizzata in 2Kx8; la zoccolatura è visibile in figura 4, ed è identica a quella della EPROM 2716, a 24 pins.

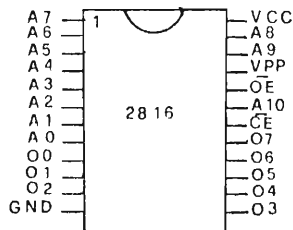



figura 4

Zoccolatura della 2816. A0 ÷ A10 = address pins; 00 ÷ 07 = input-output pins; $\overline{CE}$ = Chip Enable; $\overline{OE}$ = Output Enable (seleziona gli 00 ÷ 07 come ingressi o uscite); V_{pp} = ingresso per i ± 21 V per la cancellazione-scrittura; V_{cc} = + 5 V; GND = massa.

Ottimo è il tempo massimo di accesso in lettura, che è di soli 250 nsec. Il consumo in fase attiva è di 495 mW, mentre cala nettamente in stand-by, appena 165 mW.

La alimentazione necessaria è standard, + 5 V; occorrono naturalmente, con trascurabile assorbimento, anche i ± 21 V per la lettura-cancellazione. La correzione del singolo byte avviene in 20 msec, mentre per il ciclo di correzione dell'intera memoria, se gestito da μp, occorrono solo 20 sec. Una caratteristica da non sottovalutare è che la 2816 è programmabile-cancellabile « on board », cioè senza toglierla dal circuito; queste operazioni possono essere gestite da un μp esterno oppure dallo stesso μp di cui la 2816 fa parte, con tutti i vantaggi che si possono ben immaginare.

* * *

*Per quel che riguarda le « nuove frontiere », abbiamo le memorie a bolle magnetiche, attualmente in fase di studio, ma abbastanza avanzate da permettere la realizzazione di schede con capacità fino a 1 Mbyte!
Tutto ciò utilizzando un chip INTEL contenente 1.048.756 bit, il 7110; è stato inoltre realizzato, al livello di prototipo, un chip da 4 Mbit, utilizzando sistemi litografici a proiezione di raggi X; si prevede la sua commercializzazione entro il 1983.
Nella figura 5 ci sono le caratteristiche delle varie schede utilizzanti il 7110.*

	8 MBM multiplexati	1 MBM	1 MBM in modo parallelo	8 MBM in modo parallelo
Capacità	1 Mbyte	128 Kbyte	512 Kbyte	1 Mbyte
Data Rate	78 KHz	78 KHz	312 KHz	625 KHz
Tempo d'accesso medio	40 ms	40 ms	40 ms	40 ms
Dissipazione max	11 W	6 W	20 W	40 W
Dissipazione in standby	7 W	1.3 W	3.7 W	7 W
Ingombro di circuito stampato	580 cm²	100 cm²	290 cm²	580 cm²

figura 5

Caratteristiche delle schede utilizzanti il 7110 a bolle magnetiche.

Questo tipo di memoria permette un alto grado di impaccamento, ridotte dimensioni fisiche e velocità di trasferimento dati di 100 kbit/sec; queste caratteristiche, unite alla presenza sulla stessa scheda di tutti i circuiti di supporto, fa delle memorie a bolle un temibile avversario delle memorie di massa tradizionali, e cioè nastri magnetici, floppy e hard disk, eccetera. Si è comunque orientati a realizzare la circuiteria di controllo e la memoria su di un unico chip, ottenendo un notevole risultato tecnologico ed economico.

*Concludendo, tutte le specifiche elencate, unite al potenziale basso prezzo, fanno supporre che la famiglia E^2PROM potrà rappresentare nei prossimi anni ciò che la EPROM è stata nel secondo quinquennio degli anni '70; mentre le memorie a bolle magnetiche sono destinate, in tempi brevi, a largo uso quasi esclusivamente nel campo delle grandi industrie.
Ma in un futuro quanto mai prossimo anche gli hobbisti potranno disporre di microscopici chip da 10 Mbyte!*

Arrivano i microprogrammabili!

una nuova frontiera

Gianni Becattini

Com'è bello tornare tra voi!
In questi anni di lontananza mi sono occupato più di scartoffie che non di saldatore ma, come si suol dire, il lupo perde il pelo...
E voi cari lettori che avete fatto? Toh, mi sembra di vedere in terza fila il Capoccianti; ricordi di quando col saldatore a mannaia saldasti tutti i passanti a quello splendido circuito stampato a micropiste dorate e fori metallizzati? E laggiù, quel birichino del Furfantesi! Urla ancora tua zia da quando gli empisti di integrati la spugna?
Ah, cari miei quanti ricordi; ma ne parleremo un'altra volta. Sono tornato da pochi minuti e già lo spazio incalza: veniamo quindi al sodo.

Oggi vi parlerò della microprogrammazione, argomento interessante perché capace di aprire nuove strade.

La chiacchierata prende il via da una nota tecnica che ho studiato qualche tempo fa [1].
In essa si abbozza un progetto, che vado a girarvi, di una unità centrale di elaborazione a 16 bits microprogrammata/abile di grandi prestazioni. Vediamone subito i vantaggi:

1) E' molto complicata;
2) E' piuttosto costosa;
3) Non è compatibile con alcun software esistente.

Aoh! Il Becattini crede di tornare qua dopo qualche anno e di mettersi subito a prenderci in giro?
Calma, calma, vediamo: la complicazione è relativa: una trentina di integrati già fanno ottenere qualcosa. Si deve poi pensare che una unità commerciale delle stesse prestazioni costa vari milioni, sia per i 16 bits che per la velocità che per la microprogrammabilità. Ma il più grande fa-

[1] *« Build Your Own Microprocessor » - Monolithic Memories Applications Note.*

scino di questa realizzazione è quello di consentire una reale comprensione di tutti i fenomeni che si sviluppano all'interno di un processore e le relazioni tra tutte le sue parti. Oggi che i microprocessori sono ovunque, che tutti abbiamo almeno due personal (purtroppo acquistati) completi di interfaccie per la trasmissione iperspaziale di materia, dobbiamo pur andarci a cercare ancora qualcosa di non commercialmente a portata per cimentare la nostra attività di sperimentatori.
Penso che questo progetto nei sensi ora detti non abbia davvero rivali, è proprio come costruirsi « il proprio microprocessore ».

LA MICROPROGRAMMAZIONE

Il concetto non è difficile ma preferisco come mio solito arrivarci per gradi.
Pensate prima a una bambola russa. Fatto? Ora potete anche dimenticarla.
Il concetto che vi voglio comunicare era espresso molto bene da una serie di vignette che vidi su una rivista.
Un impiegato torna a casa stanco e per rilassarsi gioca con il suo computer e si domanda: « Chissà cosa lo fa funzionare, dentro? ». A questo punto, con zoommata dall'alto, si « entra » nel computer e lì si vede, penetrando addirittura nel microprocessore, una città indaffaratissima con fabbriche complicate dove tra macchine diaboliche si trovano dei terminali e lì davanti tecnici e operai più indaffarati che mai. Sugli schemi vengono seguite tutte le mosse dell'impiegato che sta giocando col suo elaboratore mentre avvengono segnalazioni di allarme per gli errori che squadre specialiste correggono tempestivamente finché l'impiegato spegne la macchina e i bravi microlavoratori se ne vanno finalmente a dormire. Ma nella quiete della notte uno dei microtecnici torna al terminale e si mette a giocare, e intanto pensa: « Chissà cosa lo fa funzionare, dentro? ».
Questa rappresentazione di « universi concentrici » ci semplificherà l'apprendimento del concetto di microprogrammazione.

IL PROCESSORE

Un computer in pratica non è altro che un mucchio di flip-flop raggruppati a file dette registri, che sono in grado così di mantenere rappresentazioni di numeri, lettere o stati logici, collegati tra loro con una serie di percorsi commutabili che servono perché essi possano scambiarsi i contenuti.
Questi registri possono essere tanti ma alcuni sono indispensabili quasi in ogni macchina, anche nelle più semplici.
Sono:

CONTATORE DI ISTRUZIONI - che contiene l'indirizzo in memoria della prossima istruzione da eseguire. In inglese è detto Program Counter, contatore di programma.

REGISTRO ISTRUZIONI - che contiene l'istruzione in esecuzione.

REGISTRI PER USI GENERALI - in grado di contenere tanto dati su cui si opera che indirizzi. Il più usato di questi registri si chiama in genere accumulatore.

Come funziona il computer? Vediamo la semplicissima sequenza base:

1) Il contatore di istruzioni manda fuori l'indirizzo della istruzione da eseguire;
2) Il contenuto della memoria va nel registro dell'istruzione;
3) Il contatore di istruzioni viene incrementato per ottenere il nuovo indirizzo della prossima istruzione;
4) Vengono attivati, e nella giusta sequenza, tutti i sentieri per i dati o gli indirizzi tra i vari registri e verso l'esterno al fine di ottenere proprio l'effetto corrispondente alla istruzione desiderata.

Dovrebbe risultare evidente che anche il più bel processore difficilmente disporrà di tutti i possibili sentieri e che anche solo per motivi di spazio e di costo non tutti i registri saranno dotati dei medesimi accessori, come ad esempio la capacità aritmetica ecc. Questo è il motivo per cui poco fa ho detto che un registro ha per solito il nome di accumulatore, che è cioè quel registro che dispone di un maggior numero di possibilità aritmetiche, logiche e di comunicazione.

ISTRUZIONI e MICROISTRUZIONI

Tutto quanto ci porta a concludere che ogni istruzione del programma, una volta posta nel registro di istruzione, venga a sua volta eseguita mediante il compimento di un certo numero di operazioni elementari dentro il processore. Ad esempio, una istruzione di salto provocherà l'esecuzione delle seguenti operazioni:

1) Incrementa il contatore per prelevare l'operando, cioè l'indirizzo di dove si deve saltare;
2) Leggi l'operando e ponilo nel contatore di istruzioni;
3) Fine istruzione.

Abbiamo quindi diviso l'istruzione di salto in « microistruzioni », cioè istruzioni interne del processore.
Da un punto di vista logico tutti i computer eseguono microistruzioni, ma mentre per alcuni le microistruzioni fanno parte della struttura fisica (circuiti) per altri, ad ogni istruzione corrisponde proprio l'attivamento di un vero microprogramma interno.

Ripetendo in modo sintetico:

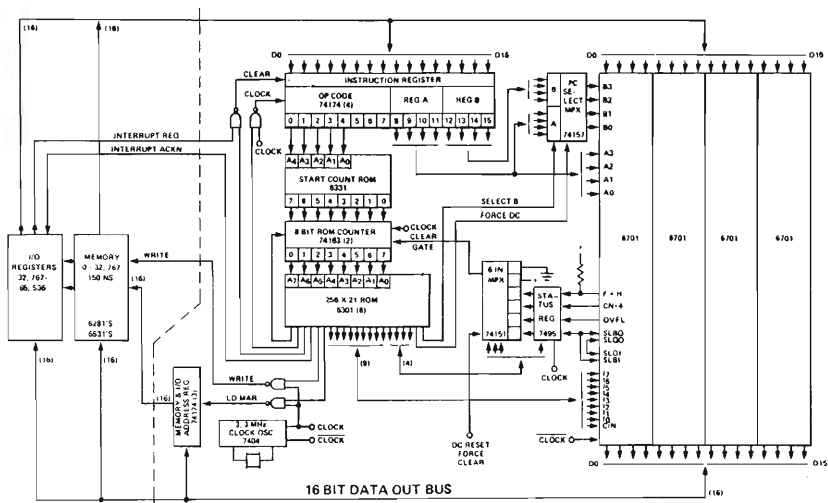
1) Tutti i processori nell'eseguire una istruzione eseguono un numero più o meno grande di microoperazioni.
2) Nei processori cablati queste microoperazioni sono determinate dalla stessa costruzione della circuiteria e sono fisse.
3) Nei processori microprogrammati le microoperazioni sono determinate da microprogrammi di microistruzioni.

IL PROGRAMMA di CONTROLLO

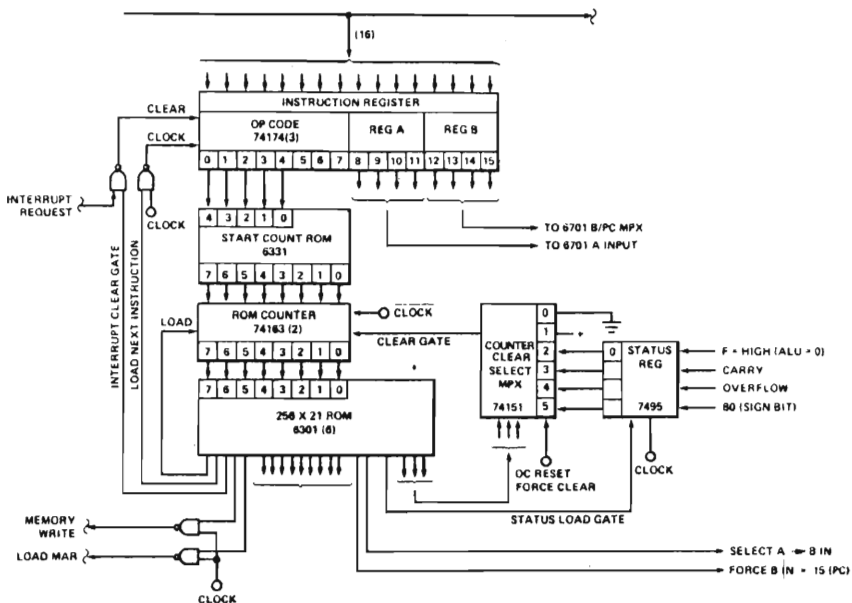
Il programma di controllo è quello che contiene tutti i microprogrammi che compongono il set di istruzioni del processore. Generalmente si trova in una memoria in sola lettura ma nelle macchine più sofisticate si trova almeno in parte in ram, ossia in memoria in lettura/scrittura, sì da consentire la scelta del set di istruzioni sulla base delle necessità.

Variando il programma di controllo si varia il set di istruzioni e al limite lo si completa con altre più potenti o sofisticate, con spesa modesta e tempi brevissimi.
Viceversa i processori cablati richiedono per molte modifiche delle pesanti trasformazioni elettriche con aggiunta di nuovi circuiti quando non siano addirittura impossibili.
Il concetto finale è quindi questo: con un processore microprogrammabile ognuno può crearsi il set di istruzioni che più gli aggrada. Nel fare ciò si dovrà ovviamente tenere conto della struttura fisica della macchina, in quanto non sarà possibile effettuare scambi di dati tra registri tra i quali non esiste collegamento! Il progettista/programmatore dovrà poi tener conto dello spazio disponibile per il programma di controllo e dei tempi di esecuzione delle istruzioni.

CONCLUSIONE

Penso che tutti, più o meno, abbiate compreso che le macchine microprogrammabili mi piacciono assai e che hanno non pochi lati positivi.
A questo punto molti chiuderebbero e si riterrebbero soddisfatti.
Ma prima voglio invece propinarvi qualche schema « quasi pratico » in modo da farvi venire l'acquolina in bocca e desiderare la realizzazione pratica.
Condirò poi il tutto con due tabelle: una col set di istruzioni ipotizzato in (1) e uno con i rispettivi microprogrammi.

Schema a blocchi dell'unità centrale microprogrammata.

Particolare della sezione di controllo.

Le istruzioni base di un computer.

BASIC COMPUTER INSTRUCTIONS

1. LOAD REGISTER
   a. FROM ADDRESS SPECIFIED BY INSTRUCTION
   b. FROM CALCULATED ADDRESS SPECIFIED BY REGISTER

2. STORE REGISTER
   a. TO SPECIFIED ADDRESS
   b. TO CALCULATED ADDRESS

3. COMBINE REGISTERS
   a. COPY : A → B
   b. ADD : B + A → B
   c. SUBTRACT : B - A → B
   d. AND : B ∧ A → B
   e. OR : B ∨ A → B

4. MODIFY REGISTER : SHIFT
   a. SHIFT LEFT : B × 2 → B
   b. SHIFT RIGHT : B ÷ 2 → B

5. LOAD PROGRAM COUNTER (JUMP)
   a. WITH ADDRESS SPECIFIED BY INSTRUCTION
   b. WITH CALCULATED ADDRESS SPECIFIED BY REGISTER

6. LOAD PROGRAM COUNTER AND SAVE OLD VALUE (JUMP TO SUBROUTINE)
   a. WITH ADDRESS SPECIFIED BY INSTRUCTION
   b. WITH CALCULATED ADDRESS SPECIFIED BY REGISTER

7. TEST (RESULT OF PREVIOUS COMBINE OPERATION) AND LOAD P.C. IF :
   a. RESULT WAS ZERO
   b. RESULT WAS NEGATIVE
   c. A CARRY WAS GENERATED

8. INTERRUPT : STORE OLD PC AND LOAD FIXED VALUE

Un possibile set di istruzioni e i relativi programmi di controllo.

SIMPLE 16 BIT MACHINE MICROPROGRAM

ROM ADDRESS	OPERATIONS PERFORMED
0	PC → BUS, LOAD MAR
1	PC + 1 → PC, LOAD INSTRUCTION REG
2	LOAD START COUNT → ROM COUNTER
3	OP = 0, INTERRUPT: PC - 1 → Q
4	OP = 0, INTERRUPT: 0000 → PC, END OP
5	OP = 1, LOAD B: PC → MAR
6	OP = 1, LOAD B: PC + 1 → PC
7	OP = 1, LOAD B: MEM + 0 → Q, LOAD MAR
8	OP = 1, LOAD B: MEM → B, END OP
9	OP = 2, LOAD B: A → MAR
10	OP = 2, LOAD B: MEM → B, END OP
11	OP = 3, LOAD B: PC → MAR
12	OP = 3, LOAD B: PC + 1 → PC
13	OP = 3, LOAD B: MEM → B, END OP
14	OP = 4, STORE B: PC → MAR
15	OP = 4, STORE B: PC + 1 → PC
16	OP = 4, STORE B: B → MEM, WRITE, END OP
17	OP = 5, STORE B. A → MAR
18	OP = 5, STORE B: B → MEM, WRITE, END OP
19	OP = 6, COPY A B: A → B, END OP
20	OP = 7, COPY Q B: Q → B, END OP
21	OP = 8, ADD: B + A → B, END OP
22	OP = 9, SUBTRACT: B-A → B, END OP
23	OP = 10, AND: B ^ A → B, END OP
24	OP = 11, OR: B ∨ A → B, END OP
25	OP = 12, ROTATE LEFT: B → Q
26	OP = 12, ROTATE LEFT: SHIFT LEFT A AND Q
27	OP = 12, ROTATE LEFT: Q → B, END OP
28	OP = 13, ROTATE RIGHT: B → Q
29	OP = 13, ROTATE RIGHT: SHIFT RIGHT A AND Q
30	OP = 13, ROTATE RIGHT: Q → B, END OP
31	OP = 14, LOAD PC & SAVE OLD: PC → MAR
32	OP = 14, LOAD PC & SAVE OLD: PC + 1 → Q
33	OP = 14, LOAD PC & SAVE OLD: MEM → PC, END OP
34	OP = 15, TEST ZERO: PC → MAR
35	OP = 15, TEST ZERO: PC + 1 → PC, END IF ZERO FF OFF
36	OP = 15, TEST ZERO: MEM → PC, END OP
37	OP = 16, TEST SIGN: PC → MAR
38	OP = 16, TEST SIGN: PC + 1 → PC, END IF SIGN FF OFF
39	OP = 16, TEST SIGN: MEM → PC, END OP
40	OP = 17, TEST CARRY: PC → MAR
41	OP = 17, TEST CARRY: PC + 1 → PC, END IF SIGN FF OFF
42	OP = 17, TEST CARRY: MEM → PC, END OP
43	OP = 18, TEST OVERFLOW: PC → MAR
44	OP = 18, TEST OVERFLOW: PC + 1 → PC, END IF OVERFLOW FF OFF
45	OP = 18, TEST OVERFLOW: MEM → PC, END OP
46 ↓	↓ UNUSED
256	UNUSED

SIMPLE 16 BIT MACHINE INSTRUCTION SET

OP CODE	A	B	
OP CODE	A	B	WORD 1
ADDRESS/DATA			WORD 2 (OPTIONAL)

OP CODE	INSTRUCTION
0	INTERRUPT: STORE PC IN INTERNAL Q REG LOAD PC WITH 0000
1	LOAD REGISTER B, ADDRESS FOLLOWS INSTRUCTION
2	LOAD REGISTER B, ADDRESS IN REGISTER A
3	LOAD REGISTER B, DATA FOLLOWS INSTRUCTION
4	STORE REGISTER B, ADDRESS FOLLOWS INSTRUCTION
5	STORE REGISTER B, ADDRESS IN REGISTER A
6	COPY A TO B : A → B
7	COPY INTERNAL Q REG TO B : Q → B
8	ADD : B + A → B
9	SUBTRACT : B - A → B
10	AND : B A → B
11	OR : B A → B
12	ROTATE LEFT A AND B : A = MOST SIGNIFICANT
13	ROTATE RIGHT A AND B : A = MOST SIGNIFICANT
14	LOAD PC, SAVE OLD PC IN Q, DATA FOLLOWS INSTRUCTION
15	TEST ZERO: LOAD PC IF ZERO FF ON, DATA FOLLOWS
16	TEST SIGN : LOAD PC IF SIGN FF ON, DATA FOLLOWS
17	TEST CARRY : LOAD PC IF CARRY FF ON, DATA FOLLOWS
18	TEST OVERFLOW : LOAD PC IF OVERFLOW FF ON, DATA FOLLOWS
19	UNUSED
↓	↓
31	UNUSED

Se poi a Firenze ci stesse qualche altro folle con un po' di tempo a disposizione per farmi da schiavo si metta in contatto con me e vedremo di realizzare assieme questa follia. ☼☼☼☼☼☼☼☼☼☼☼☼☼☼☼☼☼☼☼☼☼☼☼☼☼

Quasi tutto...
...sui LED

Piero Erra

I diodi emettitori di luce (**L**ight **E**mitting **D**iodes), meglio conosciuti come **LED**, hanno avuto in questi ultimi anni una grande diffusione; ciò, sia per le innumerevoli applicazioni possibili che per il basso costo raggiunto.
Questa nota, come le precedenti, è divisa in due parti: dapprima un po' di teoria redatta in modo molto semplice e ovviamente senza pretese di completezza o esattezza assoluta, diciamo informativa, in seguito con una seconda parte **applicativa**, nella quale verranno descritte alcune note di progetto il più semplicemente possibile e modi di collegamento dei led con i principali componenti oggi in uso, in modo da offrire degli spunti per eventuali elaborazioni personali.
Infine, alcune **applicazioni pratiche** a titolo indicativo.
Se vi interessa, ho già pronto un intero articolo di altre originali o insolite applicazioni pratiche, complete di circuiti stampati, ecc. che potrebbe essere pubblicato anche in dicembre.
Fatemi sapere.

* * *

Il « nostro » è un semiconduttore a due terminali, il quale, opportunamente alimentato, emette un raggio di luce, la cui lunghezza d'onda è essenzialmente funzione del materiale impiegato nella sua costruzione.
Il fenomeno è detto **elettroluminescenza delle giunzioni.**
Il primo a notare questo fenomeno, nel carburo di silicio, a quanto mi risulta, fu J. Round nel lontanissimo, elettronicamente parlando, anno 1907. Nel 1923 un fisico russo, Lossev, in una sua relazione, ci dice qualcosa di più preciso sull'elettroluminescenza dei cristalli di carburo di silicio. Nel 1937 è la volta di un francese, F. Destriau, il quale nota e descrive il fenomeno sulla polvere di solfuro di zinco. Nel 1938 è nato il sottoscritto e null'altro di importante è successo. Si deve però a Kroemer, in tempi molto più recenti, alle sue ricerche e scoperte, l'impulso decisivo alla realizzazione pratica del diodo led, essendo questo ricercatore riuscito a ottenere un diodo elettroluminscente con un rendimento vicino al 50 %. Si tenga presente che, oltre agli svantaggi da tutti ben conosciuti, una lampada a incandescenza ha un rendimento del 10 %, oltre alle limitazioni che vedremo.

Immediatamente arriva l'Industria! Essa ha « fame » di dispositivi alfa-numerici a basso assorbimento, miniaturizzati, che resistano alle più disparate condizioni d'impiego, ecc. I tecnici si danno da fare, ed ecco anche a nostra disposizione un versatilissimo componente a un prezzo, oggi, irrisorio, almeno per i tipi di più comune impiego.
Ma come funziona un led?

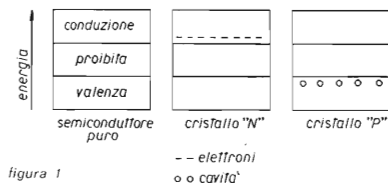



figura 1

Più o meno così: in un semiconduttore puro esistono tre « bande di energia »; la banda di « conduzione », quella detta « proibita » ove non esistono elettroni, quella detta di « valenza ».
Vedi figura 1 ove è rappresentato il sistema in equilibrio.

Ora sappiamo che « drogando » un semiconduttore con impurità costituite da atomi « donatori » di elettroni avremo nella parte bassa della banda di conduzione elettroni « liberi » e quindi la formazione di un cristallo di tipo N. Se invece « droghiamo » il semiconduttore con atomi « accettori », gli elettroni presenti nella parte alta della banda di « valenza » si sposteranno nella parte bassa, secondo il principio dell'equilibrio dei sistemi al livello di energia inferiore, per trasferirsi negli atomi accettori, lasciando così dei « buchi » o « lacune » o « cavità », come vengono differentemente chiamati, nella parte alta della banda di « valenza ». Si ha così la formazione di un cristallo di tipo P.
Una giunzione PN, che non viene realizzata praticamente collegando un cristallo P con uno N ma con altri metodi, in stato di equilibrio termico è rappresentata in figura 2 A.
Attraverso ad essa non esiste passaggio di corrente.
In figura 2 B la medesima giunzione PN sottoposta a tensione diretta.

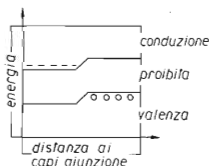



figura 2 A

Giunzione PN in equilibrio termico.

figura 2 B

Giunzione PN polarizzata con tensione diretta.

Se si applica ai capi di una giunzione una tensione diretta di sufficiente valore, l'equilibrio della figura 2 A è compromesso. Gli elettroni vengono « iniettati » nel materiale di tipo P ove sono presenti cariche maggioritarie costituite da « cavità », vedi figura 1, mentre le « cavità » vengono iniettate nel materiale di tipo N ove sono presenti maggioritari gli elettroni. Il sistema tende però a riportarsi in equilibrio, per cui gli elettroni in eccesso tendono a ritornare nella banda di valenza per combinarsi con le cavità **perdendo energia.**

L'apporto continuo di elettroni e di cavità dal lato N e dal lato P da parte della batteria che fornisce la tensione diretta, fa sì che un flusso di elettroni passi, attraverso il semiconduttore, dal polo — al polo + della alimentazione.
L'elettrone « iniettato » o « pompato » a livello di energia superiore che ritorna nella banda di valenza ho detto che « cede » energia. Essa si manifesta sotto forma di energia termica, o fononi, o sotto forma di energia **luminosa**, o fotoni, o sotto tutte due le forme di energia contemporaneamente. Questo processo è detto di « ricombinazione ».
Il fenomeno della ricombinazione può essere: a intervallo « diretto » con sola emissione di fotoni, cioè di energia luminosa; a intervallo « indiretto » con sosta di elettroni a diversi livelli energetici e con produzione di fotoni e di fononi, cioè con emissione di energia sotto forma di calore. Si può intuire che normalmente una ricombinazione a intervallo diretto presenta un rendimento superiore a quella che avviene con intervallo indiretto. Vedi figura 3, linea ondulata, fotoni - linea continua, fononi.

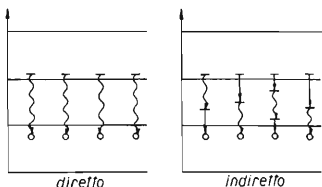



figura 3

La lunghezza d'onda della luce prodotta:

$$\lambda = \frac{(6{,}3 \times 10^{-34}) \times (3 \times 10^{14})}{E_v} \text{ in micron}$$

$6{,}3 \times 10^{-34}$ = joule/s = costante di PLANCK
3×10^{14} = micron/s = velocità della luce
E_v = larghezza della banda di energia in in elettron-volt.
E_v:
led all'Arseniuro di Gallio, E_v = 1,37 eV

$$\lambda = \frac{1{,}237}{1{,}37} = 0{,}903 \text{ micron}$$

1 micron = 10^3 nanometri = 10^4 Ångstrom

Per ottenere rendimenti elevati occorre drogare opportunamente la giunzione PN con elementi che favoriscano il processo di ricombinazione, occorre inoltre che la giunzione stessa venga realizzata meccanicamente in particolar modo, il modo più adatto a favorire l'irradiazione all'esterno del cristallo della radiazione luminosa, cercando ad esempio di evitare processi di riflessione, riassorbimento, ecc.
Scegliendo in modo opportuno il materiale e il relativo drogaggio si possono stabilire diversi livelli di energia nella banda proibita e dato che la lunghezza d'onda della luce emessa è direttamente proporzionale a questi livelli, ne consegue che si possono ottenere giunzioni che emettono luce di differente colore a seconda dei materiali con i quali sono realizzate. In figura 4 i principali materiali impiegati, la relativa banda spettrale della luce emessa e la sensibilità relativa dei due rivelatori maggiormente usati, l'occhio umano e il fotorivelatore al silicio. Si nota subito come la sensibilità di un rivelatore al silicio sia massima per lunghezze d'onda corrispondenti all'infrarosso, per cui quando si vuole impiegare questo tipo di rivelatore, si userà di preferenza, compatibilmente con le esigenze, un led a emissione infrarossa.

Potenza relativa in % diodo Led
sensibilità relativa rivelatore in%
ultra violetto
viol. ← visibile → rosso
infrarosso
GaN
GaP.N
SiC
GaPZnO
GaP
GaAlAs
GaAs
GaAsSi
occhio umano
Fotoresistore CdS
Fotorivelatore al silicio
Fotodiodo controllato LASCR
λ (μ)

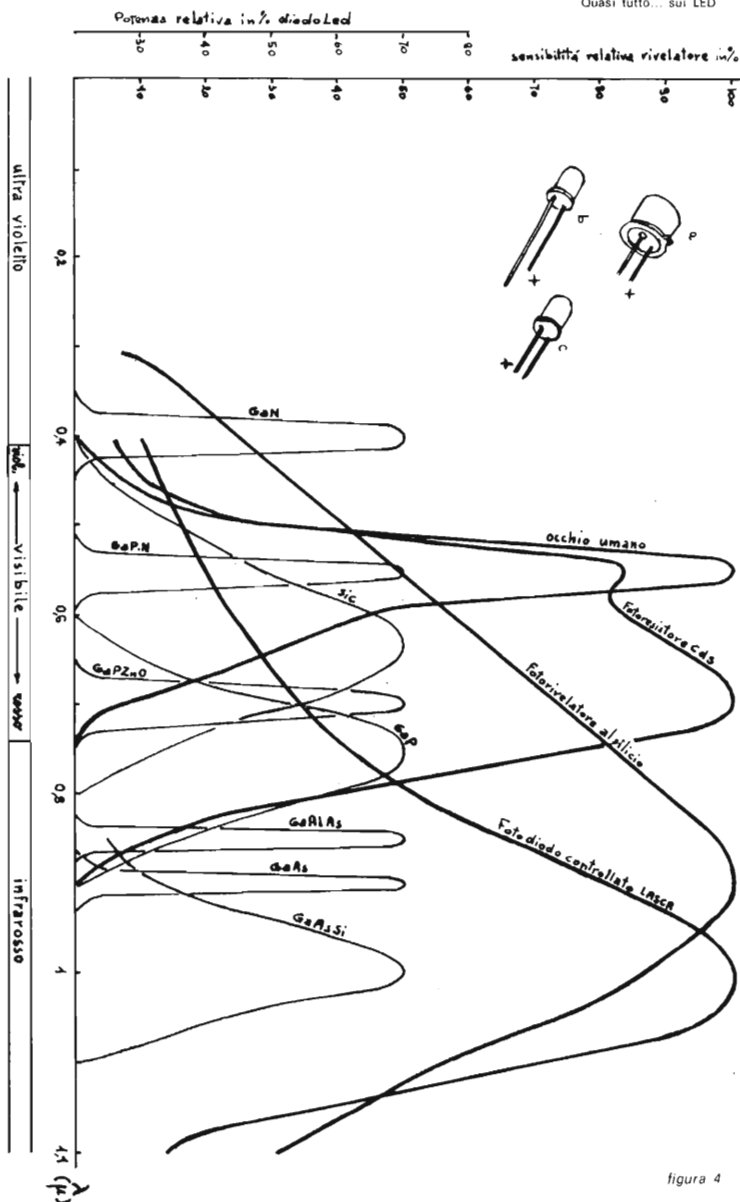
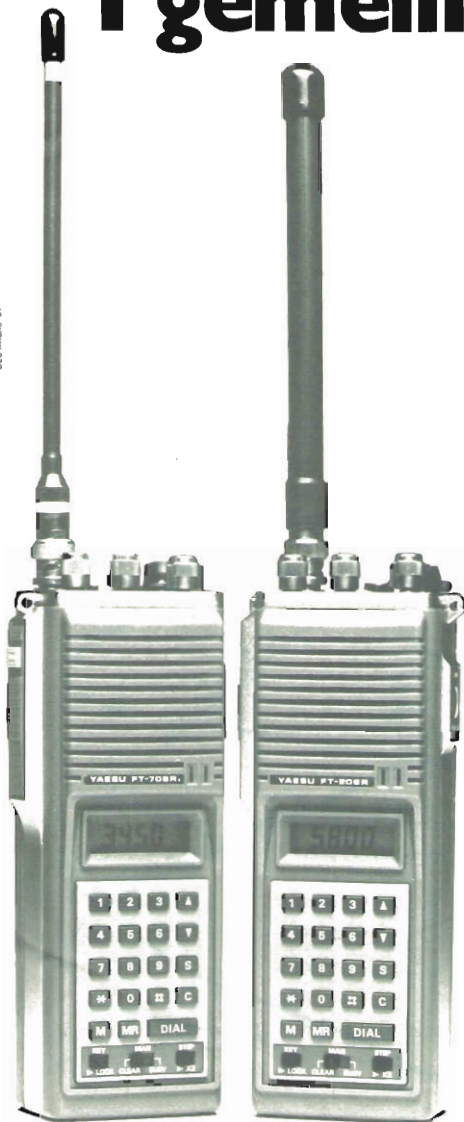



figura 4

I gemelli YAESU
FT 208 - R VHF/144 MHz e
FT 708 - R UHF/430 MHz.
Sono i due ultimi portatili della YAESU con flessibilità più estese e senza gli inconvenienti dell'autonomia.
Le funzioni di questi ultimi arrivati sono controllate da microprocessori a 4 bit.
Sono dotati di un visore a grandi cifre con cristalli liquidi e di una batteria per conservare le memorie, per almeno cinque anni.
Una piccola lampadina permette di effettuare la lettura anche di notte.
Tutti e due hanno la possibilità di operare sui ponti radio, hanno fino a 10 memorie, canali prioritari, ricerca entro le memorie e ricerca continua tra due frequenze.
L'impostazione della frequenza avviene mediante la tastiera che ha pure la funzione di generare dei toni. La canalizzazione è di 25/50 KHz.
YAESU FT 208 R
CARATTERISTICHE TECNICHE
Frequenza: 144-148 MHz
Potenza irradiata: 3W - 1W
N. di canali: 800
Emissione: F 3
Dimensioni: 168x61x49 mm
Peso: 700 gr con batterie ed antenna
Incrementi: 5/10 KHz o 12,5/25 KHZ
Deviazione: ±5 KHz
Soppressione spurie: >60 dB
Sensibilità RX: 0,25 µV per 12 dB SINAD
Medie frequenze: 16.9 MHz - 455 KHZ
Uscita audio: 0.5 W
Batteria: tipo FNB - 2 (10.8 V)
Consumi: ricezione 150 mA trasmissione 800 mA con 2.5 RF
Tipo di microfono: a condensatore 2 KΩ
Vasta gamma di accessori per uso fisso portatile e veicolare
YAESU FT 708 R
CARATTERISTICHE TECNICHE
Frequenza: 430-439, 975 MHz
Potenza irradiata: RF 1 W
Emissione: F 3
Dimensioni: 160x61x49 mm
Peso: 720 gr con batterie ed antenna
Incrementi: 25/50 KHz
Deviazione: ±5 KHz
Soppressione spurie: >50 dB
Tono chiamata: 1750 Hz
Medie frequenze: 46.255 MHz - 455 KHz
Uscita audio: 0.5 W
Sensibilità: 0.4 µV per 12dB SINAD
Alimentazione: 10.8 V
Consumi: ricezione 150 mA trasmissione 500 mA con 1W di RF
Tipo di microfono: a condensatore 2 KΩ
Vasta gamma di accessori per uso fisso portatile e veicolare
YAESU
the Radio
MARCUCCI S.p.A.
Exclusive Agent
Milano - Via F.lli Bronzetti, 37 (ang. C.so XXII Marzo) Tel. 7386051
BES Milano '81

Ora una rapidissima carrellata sulle caratteristiche che hanno determinato lo strepitoso successo dei **led**: **bassa tensione** e **piccole correnti** con notevole intensità luminosa; **durata** e **robustezza meccanica** che determinano un'alta sicurezza di funzionamento; **peso** limitato; **piccole dimensioni**, importante in molte applicazioni; **assenza di elementi termici**, filamenti, ecc., con conseguente assenza di fenomeni di « microfonicità » in applicazioni ove sono presenti vibrazioni; **tempo di responso** elevatissimo, ordine della frazione di microsecondo; **bassa impedenza interna**, il che è compatibile con le ordinarie sorgenti a bassa tensione e con i circuiti a semiconduttori; **luce** di tipo quasi **monocromatica**, cioè contenuta in una limitata larghezza di banda, caratteristica interessante in campo elettromedicale e nel campo delle misure; **prezzo esiguo**, per i tipi di comune impiego, buon ultimo!

	Costruttore	*tipo*	*colore*	*λ (nm)*	*intensità luminosa (mcd)*	*I_f (mA)*	*angolo (gradi)*	*Ø « case » (mm)*
luce visibile	*Fairchild*	*FLV110*	*rosso*	*665*	*20*	*20*	*26*	*4,85*
	»	*FVL315*	*verde*	*561*	*2,5*	*20*	*25*	*5*
	Hewlett Packard	*—4658*	*rosso*	*630*	*24*	*10*	*17,5*	*5*
	»	*—4584*	*giallo*	*583*	*2,5*	*10*	*30*	*3,2*
	»	*—4984*	*verde*	*565*	*2*	*20*	*35*	*3,2*
	Monsanto	*MV5154*	*rosso*	*635*	*8*	*20*	*12*	*5*
	»	*MV5253*	*verde*	*565*	*1,5*	*20*	*32,5*	*5*
	»	*MV5354*	*giallo*	*585*	*10*	*20*	*12*	*5*
	Motorola	*MLED850*	*giallo*	*575*	*0,8*	*25*	*47*	*5*
	Philips	*COY24*	*rosso*	*650*	*1,5*	*20*	*35*	*5*
	Siemens	*LD461*	*rosso*	*665*	*1,1*	*20*	*40*	*striscia*
	»	*LD55*	*giallo*	*570*	*7*	*20*	*25*	*5*
	»	*LD37*	*verde*	*560*	*5*	*20*	*35*	*3*
	Texas	*TIL209*	*rosso*	*650*	*1*	*20*	*—*	*3*
	»	*TIL211*	*verde*	*563*	*1,5*	*25*	*—*	*3,3*
	Telefunken	*CQY73*	*verde*	*560*	*2*	*20*	*20*	*2,4*
			tempo commutazione (µs)		*potenza (mW)*		*semiangolo*	
infrarosso	*Fairchild*	*FPE104*	*0,01*	*890*	*—*	*—*	*2,2*	*4,5*
	General Electric	*LED55*	*0,3*	*940*	*3,75*	*100*	*—*	*T018*
	Hewlett Packard	*—4120*	*0,1*	*898*	*0,2*	*100*	*47,5*	*T046*
	Monsanto	*MI20C*	*0,001*	*900*	*2*	*100*	*27,5*	*T018*
	Motorola	*MLED930*	*—*	*900*	*0,65*	*100*	*—*	*T018*
	Philips	*COY11B*	*0,03*	*880*	*0,1*	*20*	*35*	*T018*
	Siemens	*LD241III*	*1*	*940*	*10*	*100*	*60*	*T018*
	Texas	*TIL31*	*0,6*	*940*	*6*	*100*	*5*	*T018*
	Texas	*TIXL16*	*0,25*	*933*	*200*	*2 A*	*50*	*—*

figura 5

da:	*a:*	*moltiplicare per:*
Ångstrom	*nanometri millimicron*	*0,1*
Ångstrom	*micrometri micron*	*0,0001*
nanometri millimicron	*Ångstrom*	*10*
micrometri micron	*Ångstrom*	*10.000*
nanometri millimicron	*micrometri micron*	*0,001*
micrometri micron	*nanometri millimicron*	*1.000*

I **campi d'impiego...** me ne sono segnati **cinquantasei** diversi... dagli indicatori generici agli anemometri, dagli isolatori ottici ai controlli di « profili », ecc., aggiungete le applicazioni che non ricordo e quelle... che non conosco!
A questo punto si potrebbero analizzare le varie caratteristiche elettriche dei led, avendo però scovato su ELEKTRONIK una interessante tabella riportante i principali dati degli « elementi » di più comune impiego, ve la presento opportunamente elaborata e ampliata, in figura 5.
Integrata da alcune note di carattere generale, mi è sembrato il metodo migliore per fornirvi dei dati pratici di impiego immediato, s'intende sempre per applicazioni « normali », per applicazioni particolari consultare i dati tecnici delle Case costruttrici.

Tensione diretta per diodi a luce rossa = 1,6 V
a luce verde = 2,2 V
a luce gialla = 2,5 V
a infrarosso = 1,3 V.

Corrente diretta da 5 a 50 mA, normalmente usate 10 ÷ 20 mA, l'intensità luminosa è « quasi » proporzionale, entro certi limiti, alla corrente di lavoro; per i led infrarosso si usano normalmente 50 ÷ 100 mA.

Tensione inversa per i tipi in tabella, minimo 3 V.

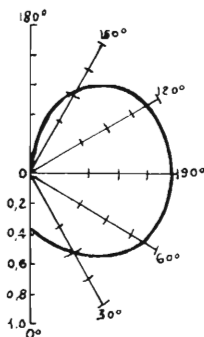
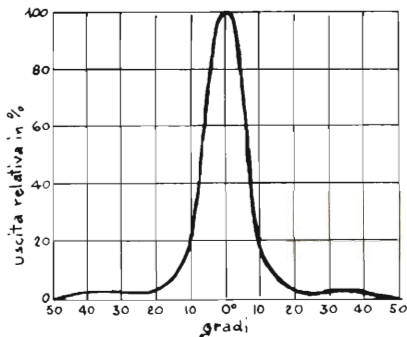
Corrente inversa per i tipi in tabella, minimo 10 μA.

Angolo di diffusione L'intensità luminosa è circa inversamente proporzionale al quadrato dell'angolo di diffusione, i led con ampio angolo presentano quindi una relativamente bassa luminosità, alcuni tipi sono dotati di lente convergente, figura 6.

Durata praticamente infinita, circa 10^5 (100.000) ore per una riduzione di luminosità del 50 %.

Tempo d'innesco per i diodi rossi = circa 5 ns
verdi = circa 200 ns
gialli = circa 100 ns.

figura 6

Esempio di distribuzione spaziale della luce.

lampada a incandescenza 100 W

led infrarosso con lente General Electric 55 C

Vediamo ora con l'ausilio di qualche diagramma che vale più di tante parole, alcune delle caratteristiche non previste dalla tabella e che servono per poter sfruttare appieno le caratteristiche di questo straordinario dispositivo.
In figura 7 la caratteristica corrente/tensione (in figura un led infrarosso); il punto A, corrispondente a circa 1,3 V, indica la tensione alla quale inizia la produzione di luce, il punto B indica invece il punto di massima tensione inversa.
Da notare come la corrente, oltre il ginocchio di tensione, aumenti in modo rapido, ciò ci fa subito pensare alla necessità nella maggioranza dei casi di un limitatore di corrente.

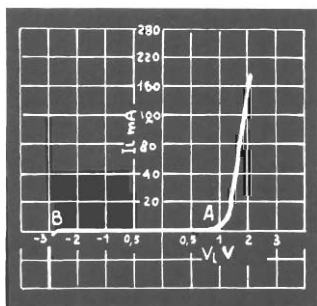



figura 7

Entriamo subito nel vivo della questione e vediamo come si progetta il limitatore di corrente.
In figura 8 il più semplice degli schemi d'impiego:

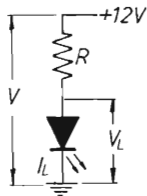



figura 8

$$R = \frac{V - V_l}{I_l} \quad \text{ove:}$$

V = tensione d'alimentazione
V_l = tensione nominale led
I_L = corrente nominale o corrente alla quale si vuol far lavorare il led

Esempio: led Monsanto MV5154 rosso; V = 12 V; I_L = 15 mA; V_L = 1,6 V.

$$R = \frac{12 - 1{,}6}{0{,}015} = 690\ \Omega.$$

Calcolo ora la dissipazione del resistore in oggetto: $W = R \times I_L^2 = 690 \times 0{,}015^2 = 0{,}15$ W; impiegherò quindi un resistore limitatore da: 690 Ω, 1/4 W.
Questo quando l'alimentazione è prevista in corrente continua.
E per correnti alternate?

Diamo ancora un'occhiata alla figura 7; vediamo che la massima tensione inversa è di — 3 V; non dobbiamo quindi superare questa soglia, per cui useremo lo schema di figura 9.
L'inserimento del diodo D risolve il problema, limitando la tensione inversa.

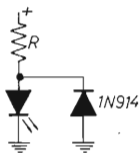



figura 9

$$R = \frac{V_{all} - V_L}{2\ I_L}$$

dalla quale si nota come essendo il led un diodo, solo metà della corrente totale passerà attraverso ad esso, per cui nel calcolo del resistore di protezione se ne dovrà tenere conto, moltiplicando per 2 la corrente al denominatore.

Vediamo ora il « nostro » in abbinamento a un transistor che lavora da interruttore (figura 10):

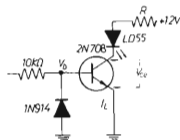



figura 10

$$R = \frac{V - V_{ce\ sat} - V_L}{I_L}$$

Esempio: transistor 2N708; V = 12 V; led Siemens LD55II a luce gialla.
Dalle caratteristiche del transistor rileviamo una $V_{ce\ sat}$ di 0,4 V. la corrente I_L la stabiliamo noi in 10 mA, la V_L per i diodi gialli è di circa 2,5 V per cui

$$R = \frac{12 - 0,4 - 2,5}{0,01} = 910\ \Omega,$$ *e si userà il valore standard più « vicino ».*

Qualche altro esempio:

Logica TTL - Tenendo presente che un'uscita TTL assorbe non meno di 12 ÷ 16 mA, calcoliamone 20, buon peso! La tensione d'alimentazione sappiamo che vale 5,1 V, usiamo un diodo « rosso », V_L = 1,5 V, avremo una R di 180 Ω.
Logica CMOS - Si « potrebbe » anche pilotare direttamente un led, anche con questo tipo di logica a « bassa potenza », alcuni lo fanno, la corrente però è molto limitata per cui consiglio l'uso di un « separatore » apposito o meglio lo schema di figura 14.
Con un beta (guadagno) di 100 del transistor si ha un valore della corrente di pilotaggio attorno ai 200 μA, valore adatto alla logica in oggetto.

figura 11

A	B	led
0	0	spento
1	0	spento
0	1	spento
1	1	acceso

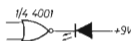



figura 12

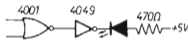



figura 13

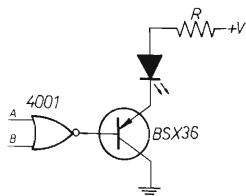



figura 14

V	R (Ω)
5	170
10	390
15	680

A	B	led
0	0	spento
1	0	acceso
0	1	acceso
1	1	acceso

Gli effetti della temperatura del « case » e della temperatura ambiente sul comportamento dei led sono illustrati nei diagrammi delle figure 15, 16, 17, 18.

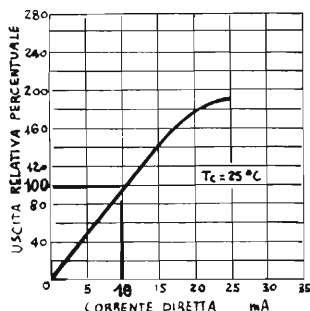



figura 15

Led al fosfuro di gallio.
Uscita normalizzata 100 % alla corrente nominale di 10 mA.
T_c = temperatura del « case » = 25 °C.

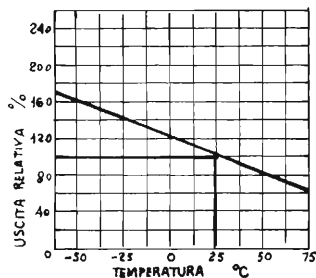



figura 16

Led al fosfuro di gallio.
Uscita normalizzata 100 % a 25 °C ambiente.

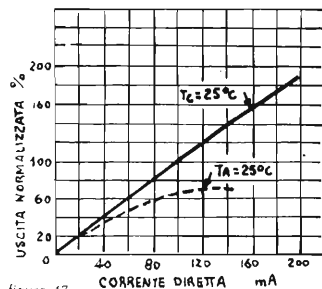



figura 17

Led infrarosso.
Uscita normalizzata 100 % a 100 mA.
T_c = temperatura del « case ».
T_a = temperatura ambiente.

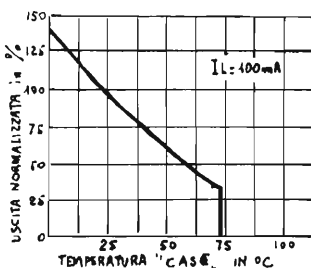



figura 18

Led infrarosso.
Uscita normalizzata 100 % a 25 °C alla corrente nominale di 100 mA.

I diagrammi si commentano da soli, ragionateci un momentino sopra!
In particolare sui diagrammi delle figure 15 e 17, in quanto li rivedremo più avanti.

Passiamo alla parte **pratica** con schemi, completi di tutti i valori dei componenti, scelti tra quelli meno conosciuti o che offrono la possibilità di essere impiegati in molte occasioni diciamo « personali » oppure che si prestano alla « sperimentazione ».

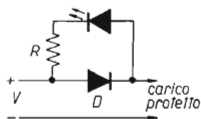



figura 19

Dispositivo contro le inversioni di polarità con indicazione luminosa.
Il diodo D (adatto al carico) protegge il carico da inversioni di polarità, il led ne dà, illuminandosi, una indicazione visiva.
Il valore di R va determinato sperimentalmente.
Il funzionamento è intuitivo.

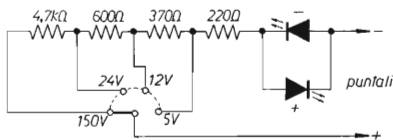



figura 20

Indicatore di livello di tensione.

Quattro portate, le più utili a mio avviso; partire sempre *dalla portata più alta e* fermarsi *alla prima accensione.*
Il circuitino non è una « bomba » ma può servire.
Per le correnti alternate i due led si accendono contemporaneamente; per le correnti continue: se il terminale + è collegato a un punto « positivo » del circuito si illuminerà il led + (usare ad esempio un elemento a luce rossa), se i terminali fossero scambiati si illuminerà il led — (usare ad esempio un elemento a luce verde), ciò starà a indicare una inversione di polarità: può servire quindi anche come indicatore di polarità.
Un diodo protegge l'altro dalla relativa tensione inversa.

In figura 21 un moderno cercafase, vi ricordate i cercafase di antica memoria a lampada al neon? Eccone uno « moderno » può servire per tensioni da 5 a 220 V, sia continue che alternate. E' logicamente usabile come cercaguasti in apparecchiature elettriche tramite il rilevamento di presenza o assenza di tensioni. Vi assicuro che è molto comodo in svariate occasioni, è stato da me realizzato in una custodia per penne « biro » di tipo trasparente, vedi disegno.

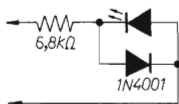
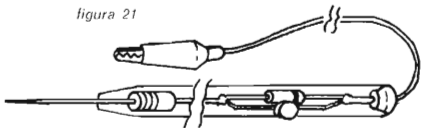



figura 21

In figura 22, invece, un provacircuiti, prova-condensatori e resistori fino a 33 kΩ, diodi, transistori, ecc.

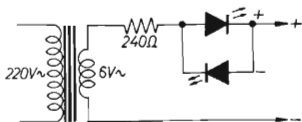
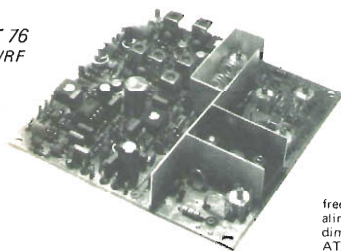
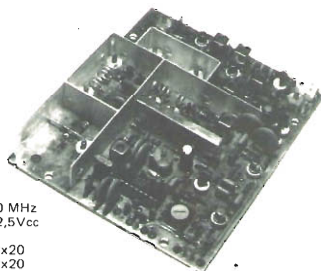



figura 22

Il funzionamento come provacircuiti, condensatori, resistori, è intuitivo. Inserendo invece un diodo o la giunzione di un transistor avremo: uno dei led si accende con normale luminosità, l'altro con luminosità scarsissima; dispositivo in buono stato. I due led sono accesi con uguale intensità luminosa: dispositivo in cortocircuito; led spenti: dispositivo interrotto. Puntale + sull'anodo del diodo, o sul lato « P » di una giunzione, puntale — sul catodo del diodo, o sul lato « N » di una giunzione; si accende il led +; se il contrario, le polarità risultano invertite. Capacità minima controllabile: 47 nF.

* * *

Allora, come Vi dicevo, io ho appena staccato la penna da figura 22 che sono già pronto con figura 23, fino a figura 45...
Che ne dite? Volete che...?
Ho capito, ragazzi! In confidenza ho già spedito tutto al bieco Editore che mi ha promesso di darmi 'ste nove paginette in dicembre...

Accirivederci a 1/12/81! *piero*

COMPONENTI ELETTRONICI

s.n.c. di OLIMPIO & FRANCESCO LANGELLA

via S. Anna alle Paludi, 126 - NAPOLI - tel. 266325

COMPONENTI JAPAN											
		A3301	L. 3.700	HA1368R	L. 4.500	TA7108	L. 4.500	UPC1025	L. 3.500	2SC799	L. 5.500
		A3350	L. 3.900	HA1370	L. 6.000	TA7120	L. 3.650	UPC1026	L. 4.000	2SC815	L. 2.500
AN101	L. 3.650	A3361	L. 3.500	HA1377	L. 6.500	TA7124	L. 4.500	UPC1028	L. 2.950	2SC839	L. 1.000
AN210	L. 5.700	A4031P	L. 3.600	HA1392	L. 5.500	TA7130	L. 4.000	UPC1032	L. 3.200	2SC853	L. 2.500
AN211	L. 3.850	A4032P	L. 3.850	HA1397	L. 4.500	TA7137	L. 4.350	UPC1156	L. 3.500	2SC867	L. 9.000
AN214	L. 3.000	A4100	L. 3.000	HA1457	L. 2.500	TA7140	L. 4.600	UPC1158	L. 6.750	2SC945	L. 1.000
AN217	L. 3.000	A4101	L. 5.000	M5102	L. 11.000	TA7148	L. 4.750	UPC1181	L. 3.650	2SC1014	L. 1.300
AN236	L. 9.500	A4102	L. 3.000	M5106	L. 3.600	TA7149	L. 9.700	UPC1182	L. 3.650	2SC1031	L. 1.600
AN239	L. 12.500	A4112	L. 3.000	M5115	L. 7.500	TA7157	L. 7.850	UPC1185	L. 5.850	2SC1096	L. 1.000
AN240	L. 6.000	A4201	L. 3.000	M51513	L. 4.750	TA7200	L. 6.000	UPC1186	L. 3.300	2SC1115	L. 9.500
AN247	L. 6.500	A4220	L. 3.600	M51515	L. 7.350	TA7201	L. 7.500	UPC1350	L. 4.000	2SC1116	L. 6.000
AN253	L. 3.500	A4400	L. 4.000	MB3705	L. 3.000	TA7202	L. 5.000	2SA496	L. 1.500	2SC1124	L. 2.500
AN264	L. 5.500	A4420	L. 3.000	MB3712	L. 4.700	TA7203	L. 5.000	2SA634	L. 1.000	2SC1209	L. 1.300
AN271	L. 5.500	A4422	L. 3.500	S2530	L. 6.500	TA7204	L. 3.500	2SA643	L. 1.250	2SC1222	L. 1.300
AN277	L. 3.500	A4430	L. 3.000	SK19	L. 2.000	TA7205	L. 3.500	2SA671	L. 2.500	2SC1226	L. 1.500
AN313	L. 4.000	BA301	L. 2.850	SK30A	L. 1.650	TA7208	L. 3.650	2SA678	L. 1.200	2SC1307	L. 6.000
AN315	L. 4.500	BA511	L. 3.500	STK013	L. 9.500	TA7210	L. 5.850	2SA683	L. 1.300	2SC1383	L. 1.800
AN320	L. 9.500	BA514	L. 5.500	STK014	L. 13.500	TA7214	L. 6.500	2SA705	L. 2.250	2SC1413	L. 7.500
AN360	L. 2.500	BA521	L. 3.500	STK015	L. 8.000	TA7215	L. 8.800	2SA747	L. 9.000	2SC1586	L. 7.000
AN362	L. 4.000	BA532	L. 5.700	STK016	L. 13.500	TA7217	L. 6.000	2SA762	L. 5.500	2SC1663	L. 2.400
AN377	L. 5.500	BA612	L. 3.500	STK0039	L. 11.000	TA7222	L. 3.500	2SA770	L. 1.950	2SC1945	L. 9.500
AN612	L. 3.500	BA1310	L. 4.000	STK025	L. 10.000	TA7227	L. 5.000	2SA771	L. 2.300	2SC2029	L. 3.500
AN6250	L. 3.500	HA1137	L. 6.500	STK040	L. 13.000	TA7229	L. 6.500	2SA835	L. 2.850	2SD30	L. 1.200
AN7145	L. 5.850	HA1138	L. 6.000	STK043	L. 18.500	TA7303	L. 3.900	2SA909	L. 9.000	2SD91	L. 1.750
AN7150	L. 5.700	HA1306	L. 4.400	STK050	L. 29.400	TA7312	L. 3.500	2SB22	L. 1.300	2SD221	L. 1.950
AN7156	L. 6.700	HA1309	L. 7.500	STK413	L. 10.000	TA7313	L. 3.000	2SB367	L. 1.500	2SD234	L. 1.500
A1150	L. 3.500	HA1312	L. 6.500	STK415	L. 10.000	UPC16	L. 3.950	2SB407	L. 1.500	2SD235	L. 1.500
A1201	L. 2.500	HA1322	L. 7.500	STK433	L. 12.000	UPC20C	L. 4.500	2SB511	L. 4.500	2SD261	L. 1.500
A1230	L. 4.900	HA1339	L. 4.300	STK435	L. 9.500	UPC41C	L. 4.000	2SB541	L. 6.500	2SD288	L. 1.600
A1361	L. 3.200	HA1339A	L. 4.300	STK437	L. 9.500	UPC566	L. 2.500	2SB616	L. 4.500	2SD325	L. 1.950
A1365	L. 4.000	HA1342A	L. 5.000	STK463	L. 16.800	UPC575	L. 1.500	2SB617	L. 6.000	2SD350	L. 4.000
A1387	L. 7.500	HA1361	L. 4.300	TA7045	L. 5.000	UPC576	L. 4.500	2SB618	L. 7.500	2SD365	L. 2.500
A3155	L. 4.500	HA1366W	4.500	TA7061	L. 4.650	UPC577	L. 2.500	2SC458	L. 650	2SD388	L. 6.000
A3160	L. 3.000	HA1366WR	4.500	TA7063	L. 2.500	UPC592	L. 2.350	2SC495	L. 1.500	2SD586	L. 5.000
A3201	L. 2.000	HA1367	L. 7.500	TA7076	L. 3.750	UPC1009	L. 11.000	2SC710	L. 1.000	2SD587	L. 6.500
A3210	L. 2.000	HA1368	L. 4.000	TA7102	L. 6.500	UPC1021	L. 2.850	2SC756	L. 3.400	2SD588	L. 7.500

2102	L. 2.500	CA3140	L. 1.100	NE542	L. 1.100	TCA965	L. 3.000	TL084	L. 2.500	XR2203	L. 4.200
2114	L. 3.500	CA3161	L. 2.400	OM931	L. 22.500	TCA4500	L. 1.850	TMS2501	L. 6.000	XR2206	L. 9.000
2532	L. 22.000	CA3162	L. 7.600	OM961	L. 27.000	TDA1024	L. 2.500	TMS4116	L. 4.000	XR2216	L. 6.800
2708	L. 6.500	E300	L. 900	RO-3-2513	L. 18.500	TDA1034	L. 3.300	TMS6011=MM5303	L. 6.000	XR4151	L. 4.250
2716NAT.	L. 8.500	LD110	L. 12.000	S556	L. 5.000	TIL111	L. 1.250				
2758NAT.	L. 6.000	LD111	L. 12.000	SAA1058	L. 7.000						
8080NEL	L. 7.000	LD130	L. 12.000	SAA1070	L. 16.000						
81LS95	L. 2.000	LD131	L. 12.000	SAB3011	L. 8.500						
81LS97	L. 2.000	LF356	L. 1.500	SH120	L. 7.500						
95H90	L. 7.300	LF357	L. 1.500	SH221	L. 7.500						
AX-0-10	L. 1.500	LM386	L. 1.500	SL623	L. 1.500						
AY-5-1013	L. 9.500	LM395	L. 6.000	SO41P	L. 1.850						
CA920	L. 4.000	LM1496	L. 1.500	SN16889	L. 1.500						
CA3080	L. 1.850	MK5009	L. 9.000	SN74C928	L. 9.000						
CA3086	L. 1.000	MK50240	L. 9.000	TAA861	L. 1.500						
CA3130	L. 1.850	MK50241	L. 9.000								
		MK50398	L. 14.000								

Offerta eccezionale:
Zoccoli per integrati del tipo BURNDY

4+4	L. 100 cad.
7+7	L. 120 cad.
8+8	L. 130 cad.
9+9	L. 170 cad.
10+10	L. 240 cad.
12+12	L. 300 cad.

Quantità 100 pezzi per tipo.

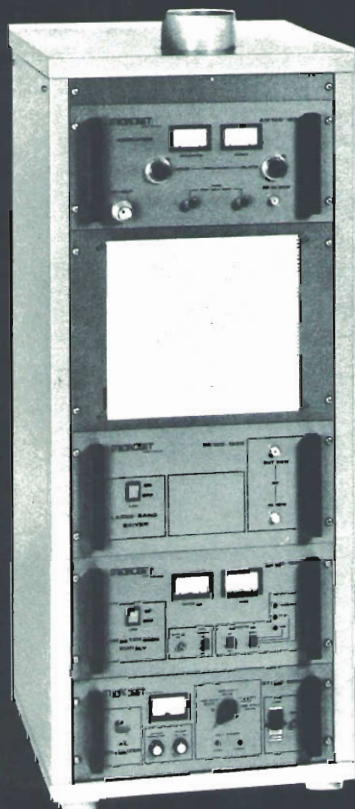
OFFERTA SPECIALE

Capsula microfonica preamplificata a FET MCE101 subminiatura a bassa impedenza (600 Ω).
Risposta: 50-1200 Hz. uscita 0,5 mv/μbar/1 KHz.
Alimentazione 1,5-10 V - 1 MA.
Dimensioni: Ø8 x 10 mm.
Prezzo L. 1.500

Vasto assortimento componentistica per TV colore. Consultateci anche per altro materiale non descritto in questa pagina.

Tutti i prezzi sono comprensivi di I.V.A.

Spedizione contrassegno. Spese postali a carico del destinatario. Non disponiamo di Cataloghi. I prezzi possono subire variazioni senza preavviso. La seguente pubblicità annulla la precedente.

100/1500W

- 1500W continui, possibilità di elevare a 2000W.
- Completamente automatico.
- 70dB attenuazione armoniche.
- Linea risonante in ottone argentato.
- Accordi demoltiplicati, condensatori sotto vuoto, rapidità e stabilità di taratura.
- Controllo proporzionale dell'efficenza della valvola.
- Protezione da eccessi di R.O.S., assorbimento e temperatura.

L'amplificatore 100/1500 è una macchina sofisticata e sicura, le ragioni: alimentazione sovradimensionata, trasformatore con nuclei, condensatore carta olio lunga vita, valvola in ceramica caricata al 60% della potenza nominale, linea risonante e parti in ottone argentato per il massimo rendimento, accordi demoltiplicati con condensatori sotto vuoto, ventilazione maggiorata per impiego ad alte quote, meccanica robusta e razionale realizzata con moduli *cassetti ad inserzione su guide rack*, wattmetro di precisione per potenza diretta e riflessa in antenna, completo sistema di protezioni (R.O.S. sovraccorrenti, temperatura con memoria), speciale sistema logico di controllo del livello di efficenza dello stadio finale (riduce automaticamente la potenza di uscita a livello di sicurezza, senza interrompere le trasmissioni), funzionamento automatico 24h su 24.

AMPLIFICATORE CON VALVOLA FINALE PER STAZIONI FM BROADCASTING 1500W R.F.

MICROSET ELETTRONICA TELECOMUNICAZIONI
Via Peruch 62B/64 - 33077 SACILE (PN) ITALY - Tel. 0434/72459